

Dynamisches Verhalten des elektrischen Niederstrombogens

Von Karl Bergold, Darmstadt*)

DK 537.523.5

Überblick

Wird ein elektrischer Stromkreis mit einem Lichtbogen abgeschaltet, so betrachtet man für das Studium des Abschaltvorganges neben den Größen des Stromkreises auch die Eigenschaften des Abschaltlichtbogens. Ist die stationäre Beziehung zwischen Lichtbogenstrom und Elektrodenspannung der Schaltstrecke bekannt, das heißt die statische Charakteristik, so kann der Abschaltvorgang des Stromkreises vorausberechnet werden [1]. Oft genügt es aber in der Praxis nicht, den Lichtbogen allein mit seiner statischen Charakteristik in die Rechnung einzusetzen, vielmehr muß auch sein dynamisches Verhalten berücksichtigt werden. Da nämlich das erhitzte Gasvolumen des Lichtbogens eine Wärmekapazität hat und da ferner der Energietransport an die Umgebung mit endlicher Geschwindigkeit geschieht, so wird sich bei raschen Stromänderungen der elektrische Leitwert des Bogens nur verzögert auf die neuen stationären Verhältnisse einstellen. Ein Abschaltvorgang wird also stets länger dauern, als nach [1] mit Hilfe der statischen Charakteristik berechnet werden kann.

Für Schaltvorgänge interessiert vor allem der Strombereich, in dem die elektrische Leitfähigkeit des Lichtbogens sehr kleine Werte hat. Dieser Bereich liegt unterhalb rd. 20 A. Für das dynamische Verhalten des Lichtbogens unterscheidet man zwei Gebiete, und zwar

1. die quasineutrale Plasmasäule. Ihr Energieinhalt läßt sich bei gewissen Vereinfachungen berechnen. Hierbei ist von Vorteil, daß die Wärmeabgabe an die Umgebung im Niederstrombereich vornehmlich durch Wärmeleitung und weniger durch Strahlung, Konvektion und Expansion bestimmt wird [2];
2. den Raum vor den Elektroden. Hier existieren Phänomene, die namentlich beim Wechselstrom-Lichtbogen von Bedeutung sind. Bei einem Stromnulldurchgang tritt in Kathodennähe eine Sofortverfestigung [3] der Funken- oder Schaltstrecke ein. Zur Überwindung dieser Stromsperre bedarf es, je nach thermischer Vorgeschichte des Elektrodengebietes, einer wiederkehrenden Spannung von einigen hundert Volt. Nach der Neuzündung aber genügt es, allein die Plasmasäule und ihr thermisches Verhalten zu betrachten.

Thermische Trägheit

Der Leitwert y des Lichtbogens geht bei einer sprunghaften Änderung des Lichtbogenstromes nach einer Exponentialfunktion in seinen neuen stationären Zustand y_s über. Diese Tatsache liefert in Übereinstimmung mit der Theorie [2] die Differentialgleichung des Lichtbogens für kleine Störungen zu

$$T_B \cdot \dot{y} + y = y_s, \quad (1)$$

wobei T_B die Zeitkonstante des Lichtbogens ist. Sie ist selbst wieder eine Funktion des Lichtbogenleitwertes. Diese Funktion läßt sich beim stationär brennenden Lichtbogen konstanter Länge experimentell ermitteln. Einige hierfür geeignete Schaltungen sind in Bild 1 zusammengestellt.

Bild 1a zeigt die Schaltung, in der ein kleiner sinusförmiger Wechselstrom i_1 veränderlicher Kreisfrequenz ω dem Lichtbogengleichstrom i_0 überlagert ist. Wesentliche Kenngrößen zur Bestimmung der Zeitkonstante T_B sind der Lichtbogenwiderstand R_0 bei unendlicher hoher Frequenz, das Steigungsmaß m der statischen Charakteristik in dem untersuchten Betriebspunkt und die Kreisfrequenz ω_0 , bei der die Lichtbogenwechselspannung dem überlagerten Wechselstrom um 90° voreilt.

Eine Schaltung zur Überlagerung eines kleinen rechteckförmigen Stromstoßes i_1 ist in Bild 1e dargestellt. Die Übergangsfunktion der Lichtbogenleistung $u_1(t)$ ist eine Exponentialfunktion, aus der die Zeitkonstante T_B entnommen werden kann.

In Bild 1i ist eine Schaltung dargestellt, in der ein nahezu auf Lichtbogenleistung aufgeladener Kondensator C geeigneter Größe dem Lichtbogen parallel geschaltet wird. Mit der Kreisfrequenz $\omega \approx \omega_0$ des gedämpften sinusförmigen Störungsrückganges findet man die Zeitkonstante aus $T_B = 1/(\omega_0^2 R_0 C)$.

Die Schaltung nach Bild 1m ist im Prinzip genau wie die nach Bild 1i. Auch hier wird ein geladener Kondensator C auf den Lichtbogen geschaltet. Als Schalter dient zusätzlich ein Stromtor, das etwa im Spannungshöchstwert der Schwingung erlischt. Die Lichtbogenleistung kehrt dann exponentiell auf ihren stationären Zustand zurück.

Der stationär brennende Lichtbogen (Bild 1q) wird von zwei in Reihe geschalteten Spannungsquellen gespeist. Wird eine der beiden Spannungsquellen ausgeschaltet, so liegt bei geeigneter Bemessung des Kreiswiderstandes die Netzgerade im u - i -Diagramm des Lichtbogens nunmehr außerhalb der statischen Charakteristik. Der Bogen muß also verlöschen. Enthält der Stromkreis nur ohmschen Widerstand, so folgt die Lichtbogenleistung der Netzgeraden. Aus dem zeitlichen Verlauf von Strom und Spannung läßt sich dann die Lichtbogen-Zeitkonstante T_B nach der Grundgleichung 1t in Bild 1 berechnen.

Bei diesem letzten Verfahren (Schaltung nach Bild 1q) ist von Vorteil, daß aus einem einzigen Abschaltvorgang die ganze Funktion $T_B = f(y)$ vom stationären Anfangsleitwert bis zu sehr geringen Leitwerten berechnet werden kann. Bei den anderen Verfahren ist zur Ermittlung der Lichtbogen-Zeitkonstanten für jeden Betriebspunkt ein Oszillogramm erforderlich.

Bild 2 zeigt die nach Schaltung Bild 1e gewonnene Lichtbogen-Zeitkonstante, abhängig von der Lichtbogenlänge und der Höhe des Lichtbogen-Gleichstromes. Der Lichtbogen brannte, durch Luftwirbel stabilisiert [4], in einem Glasrohr

*) Dipl.-Ing. K. Bergold ist Assistent am Institut für Hochspannungs- und Meßtechnik der TH Darmstadt. Die vorliegende Arbeit ist ein Auszug aus der Dissertation des Verfassers.

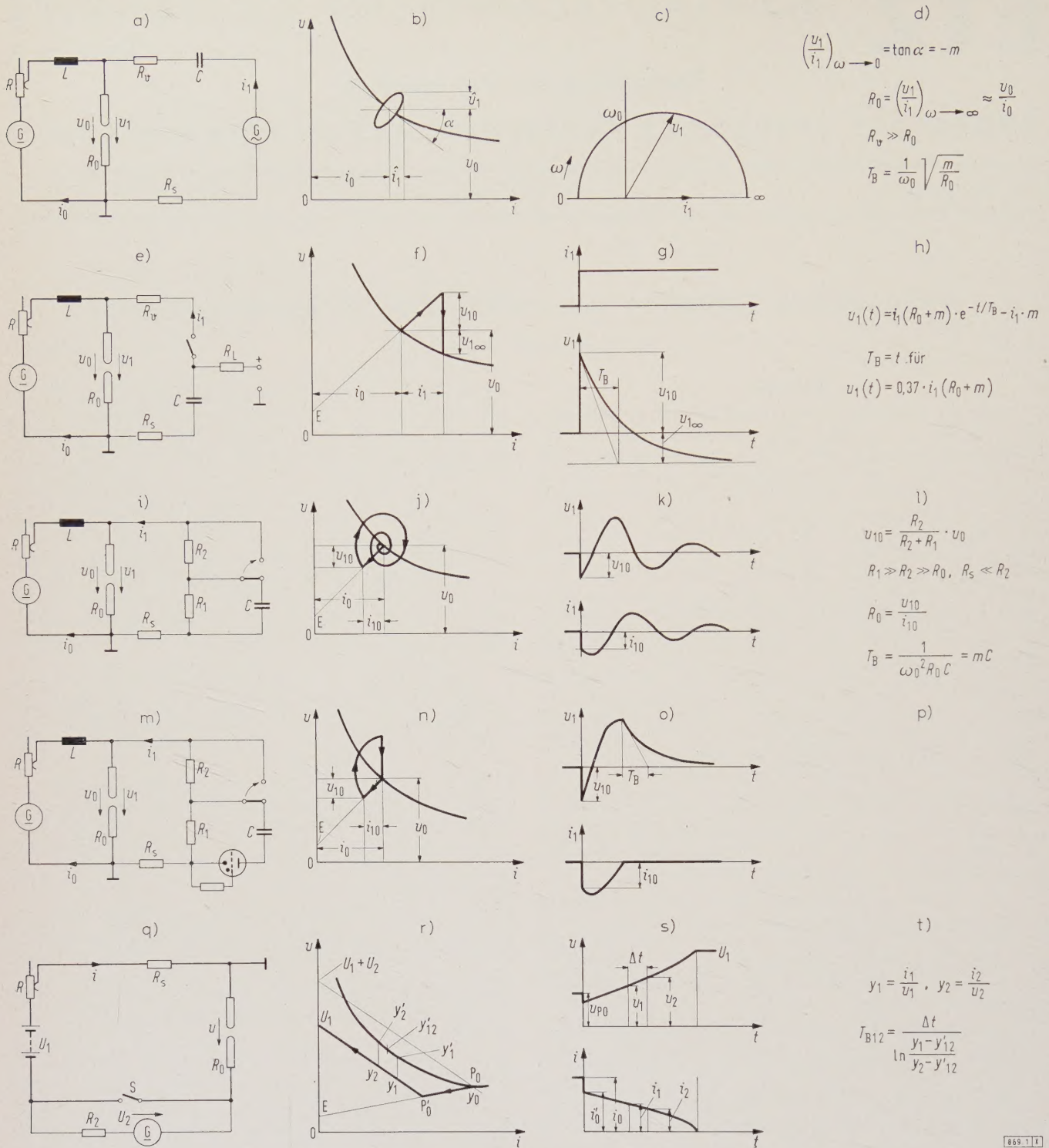


Bild 1. Verschiedene Arten der zusätzlichen Einspeisung bei einem Lichtbogen.

- a) Einspeisen eines zusätzlichen Wechselstromes,
 b) u-i-Kennlinie,
 c) Kreisdiagramm für die Kreisfrequenz ω ,
 d) Grundgleichungen,
 e) Einspeisen eines zusätzlichen Gleichstromes,
 f) u-i-Kennlinie,
 g) $i_1(t)$ - und $u_1(t)$ -Kennlinie,
 h) Grundgleichungen,
 i) Einspeisen einer zusätzlichen Kondensatorentladung,
 j) u-i-Kennlinie,

- k) $u_1(t)$ - und $i_1(t)$ -Kennlinie,
 l) Grundgleichungen,
 m) Einspeisen einer Kondensatorentladung über ein Stromtor,
 n) u-i-Kennlinie,
 o) $u_1(t)$ - und $i_1(t)$ -Kennlinie,
 p) Grundgleichungen,
 q) Einspeisen durch zwei Reihenspannungen,
 r) u-i-Kennlinie,
 s) $u(t)$ - und $i(t)$ -Kennlinie,
 t) Grundgleichungen.

von rd. 30 mm Dmr. Der Durchmesser der Elektroden betrug 10 mm.

Versuche mit anderen Elektrodenwerkstoffen, z. B. Eisen, Kohle, Wolfram, Silber, ergaben, daß die Lichtbogenströmigkeit nur wenig durch den Elektrodenwerkstoff beeinflusst wird. Bei diesen Versuchen hat sich auch gezeigt, daß der Licht-

bogenwiderstand R_0 für sehr hohe Frequenzen nicht mit dem Gleichstromwiderstand der Lichtbogenstrecke übereinstimmt. Verlängert man nämlich die dynamische Lichtbogencharakteristik für hohe Frequenzen zum Koordinatenursprung hin (Bild 1f, j, n und r), so trifft diese Linie auf der Ordinatenachse den Punkt E. Diese Restspannung

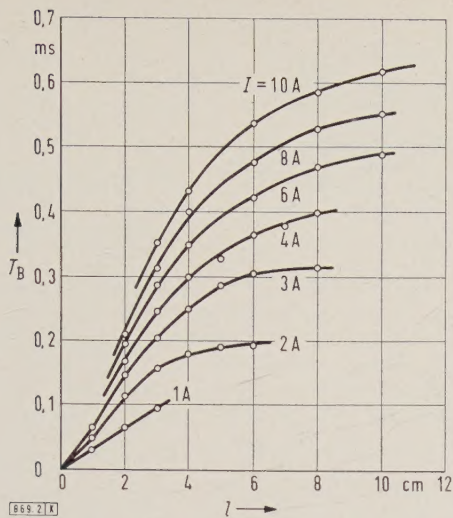


Bild 2. Lichtbogen-Zeitkonstante T_B , abhängig von der Lichtbogenlänge l bei verschiedenen Stromstärken I des wirbelstabilisierten Lichtbogens zwischen Kupferelektroden.

U_E , entsprechend der Strecke \overline{OE} , ist bei Elektroden aus Metall oder Homogenkohle positiv (Bild 3), bei Dochtkohle unter Umständen negativ (Bild 4).

Berechnung eines Abschaltvorganges

Ist die Lichtbogen-Zeitkonstante nach Bild 2 für das statische Kennlinienfeld bekannt, so läßt sich für konstante Lichtbogenlänge der Abhängigkeit der Zeitkonstante vom Lichtbogenleitwert y ermitteln (Bild 8). Diese Abhängigkeit $T_B = f(y)$ ist für die Berechnung des dynamischen Verhaltens eines Stromkreises mit Lichtbogen wichtig (vgl. Gl. 1). An Hand eines Beispiels sei der Einfluß der Lichtbogenträgheit auf einen Abschaltvorgang untersucht. Nach Bild 5 arbeiten zwei Gleichspannungsquellen U_1 und U_2 auf einen wirbelstabilisierten Lichtbogen konstanter Länge. Wird der Schalter S geschlossen, so muß der Bogen verlöschen, da die Spannung U_1 allein den Bogen bei den gegebenen Werten des Schaltkreises nicht unterhalten kann; die bekannte Netzgerade liegt außerhalb der statischen Charakteristik.

Die Werte des abzuschaltenden Kreises sind: ohmscher Widerstand $R = 24 \Omega$, Induktivität $L = 24 \text{ mH}$ und Batteriespannung $U_1 = 220 \text{ V}$. Der Lichtbogen brennt zwischen Kupferelektroden von 10 mm Dmr. bei einem Elektrodenabstand von 80 mm, die in einem Gefäß von 30 mm Dmr. untergebracht sind. Zu Beginn des Abschaltvorganges, also bei geschlossenem Schalter S , betrage der Bogenstrom 10 A.

Um das Wesentliche zu erkennen, werden drei charakteristische Fälle untersucht, und zwar

1. der statische Fall.

Hier wird der Abschaltvorgang unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes R , der Induktivität L des

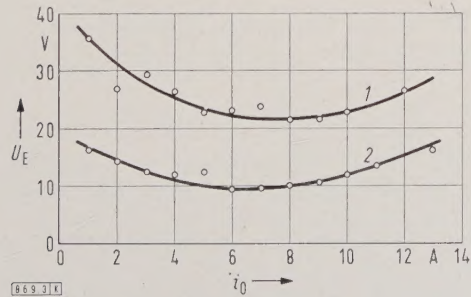


Bild 3. Restspannung U_E für Kupfer- und Homogenkohle-Elektroden, abhängig vom stationären Lichtbogenstrom i_0 .
1 Kupfer-Elektroden 2 Homogenkohle-Elektroden

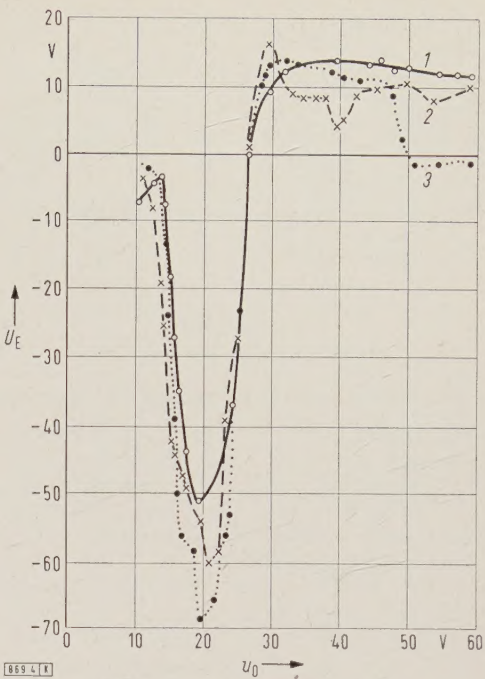


Bild 4. Restspannung U_E für Dochtkohle-Elektroden, abhängig von der stationären Lichtbogen-Spannung u_0 .
1 $i_0 = 10 \text{ A}$ 2 $i_0 = 7 \text{ A}$ 3 $i_0 = 5 \text{ A}$

- Kreises und der statischen Bogencharakteristik [1] ermittelt;
2. der rein dynamische Fall.
- Ebenfalls wird der Abschaltvorgang festgestellt, wenn der Kreis jedoch nur ohmschen Widerstand R und den trägen Lichtbogen enthält;
3. der gemischt dynamische Fall.
- Hier wird der Abschaltvorgang unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes R , der Induktivität L und der Lichtbogenträgheit bestimmt.

Die Ergebnisse sind in Bild 6 zusammengestellt.

Statischer Fall

Die Differentialgleichung des abzuschaltenden Kreises lautet

$$L \frac{di}{dt} = U_1 - iR - u = \Delta u. \tag{2}$$

Aus Bild 6 a kann die Größe Δu entnommen werden, so daß Gl. (2) schrittweise zu lösen ist. Man findet für die gesamte Abschaltzeit (Bild 6 d) die Größe $t = 2,1 \text{ ms}$.

Rein dynamischer Fall

Im stationären Betriebspunkt, also auch zur Zeit $t = 0$, hat der Lichtbogen den Leitwert y_0 . Wird nun die Generatorspannung sprunghaft auf den Betrag U_1 gesenkt, so springt auch der Lichtbogenstrom von i_0 auf i'_0 , den Schnittpunkt der Netzgeraden 1 mit der von dem Ordinatenpunkt E nach dem stationären Betriebspunkt P gezogenen Linie (Restspannung im Punkt E zu 25 V konstant angenommen), wie in Bild 6 b dargestellt ist. Für diese sprunghafte Stromänderung bleibt der thermische Zustand des Licht-

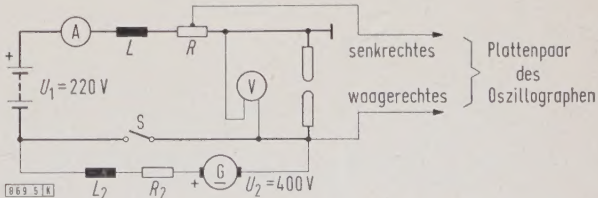


Bild 5. Schaltung zur Lichtbogenlöschung durch sprunghafte Senkung der Generatorspannung.

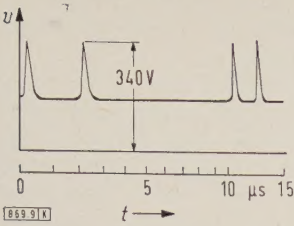


Bild 9. Erlöschen und Wiederezünden eines stromschwachen Lichtbogens. Kupferelektroden 10 mm Dmr; Abstand 6 mm; stationärer Lichtbogenstrom 0,57 A; stationäre Lichtbogen-spannung 155 V; Parallelkapazität $C_p = 300$ pF.

1. wenn der Lichtbogen bei sehr kleinem Strom abreißt, so übernimmt die Netzkapazität den Strom, der in gedämpfter Schwingung auf Null abklingt. Da hierbei die Elektroden-spannung besonders bei kleinen Kapazitäten sehr hoch werden kann, so ist Neuzündung des Lichtbogens möglich. Dies beobachtet man bereits bei einem „stationär“ brennenden Lichtbogen kleiner Stromstärke. So zeigt z.B. das Oszillogramm in Bild 9, daß der Bogen häufig stromlos wird und stets durch den nachfolgenden Anstieg der Elektroden-spannung wiederzündet;
2. stellt der Lichtbogen mit parallelgeschalteter Kapazität ein schwingungsfähiges Gebilde dar [2 und 4]. Es können sich Schwingungen entfachen, die zur thermischen Instabilität und so zum Abreißen des Lichtbogens führen.

Tafel 1. Elektrodenwerkstoffe und Kenngrößen für die Aufnahme der Oszillogramme (Bild 11 a–f).

Teilbild	Polarität der Spannung	Elektroden- werkstoff	Durch- messer	Ab- stand	Lichtbogen-		Kerngrößen nach Bild 10			
					Strom	Span- nung	R_v	R_s	U_{Cs}	C_p
			mm	mm	A	V	Ω	Ω	V	pF
a	positiv	Eisen	10	6	1,14	85	3000	160	3000	300
b	negativ	Eisen	10	6	0,65	120	3000	160	3000	300
c	negativ	Kupfer	10	10	0,57	125	1000	50	3000	300
d	positiv	Kupfer	10	30	3,20	150	1000	80	3000	5000
e	negativ	Anode: Kupfer	10	60	2,35	260	1000	80	3000	300
		Kathode: Homogenkohle	10							
f	—	Anode: Homogenkohle	10	10	2,35	145	1000	80	3000	300
		Kathode: Kupfer	10							

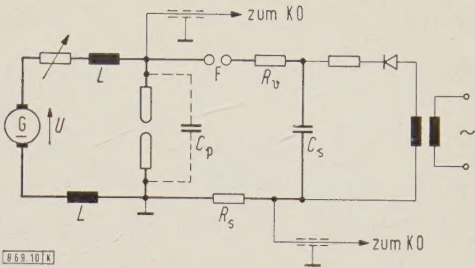


Bild 10. Schaltung zur Erzeugung eines Nulldurchganges beim Lichtbogenstrom.
KO Kathodenstrahl-Oszillograph

Neuzündung des Bogens nach einer stromlosen Pause

Das dynamische Verhalten eines Wechselstrom-Lichtbogens konstanter Länge kann nach dem gleichen Verfahren berechnet werden, wie es bei dem Beispiel der Gleichstromabschaltung angewendet wurde. Erschwerend kommt nun aber die Neuzündung des Bogens nach jedem Stromnulldurchgang hinzu. Es ist bekannt [3 und 5], daß bei einem Stromnulldurchgang trotz leitender Lichtbogensäule in Kathodennähe eine Sofortverfestigung der Schaltstrecke auftritt. Zur Überwindung dieser Stromsperre muß die wiederkehrende Spannung, wie weiter unten gezeigt wird, eine ganz bestimmte Höhe erreichen. Man findet, daß unabhängig von der Lichtbogenlänge diese Spannung rd. 350 V betragen muß, wenn die Bogenstrecke vor der Löschung einen stationären Strom von 1 bis 10 A führte. Zum Studium dieses Vorganges ist die Schaltung nach Bild 10 geeignet. Parallel zum stationär brennenden Lichtbogen liegt die Reihenschaltung der Funkenstrecke F mit den Widerständen R_v und R_s und dem geladenen Kondensator C_s mit einigen Mikrofarad Kapazität, dessen Spannung bis zu 3000 V beträgt. Der Widerstand R_s dient zum Oszillographieren des Stromes in diesem Hilfszweig. Funkenstrecke F und Zeitkreis des Oszillographen werden durch eine hier nicht eingezeichnete Hilfsschaltung optisch gezündet. Das Koaxialkabel, das die Lichtbogen-spannung zum Oszillographen leitet, hat eine Kapazität von $C_p = 300$ pF.

Die Stoßkapazität C_s wird stets für negative Stromüberlagerung aufgeladen. Ist nun dieser negative Stromstoß groß genug, einen Nulldurchgang des Lichtbogenstromes zu er-

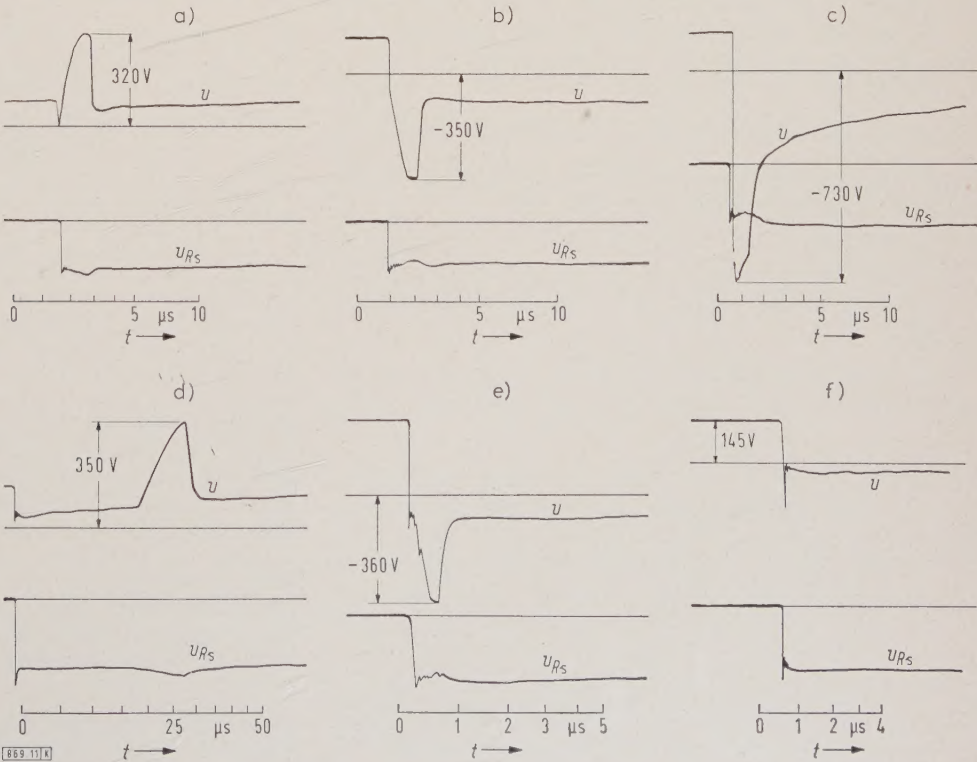


Bild 11. Oszillogramm der Neuzündungen des Lichtbogens nach einer Stromunterbrechung.
Fehlende Angaben siehe Tafel 1.

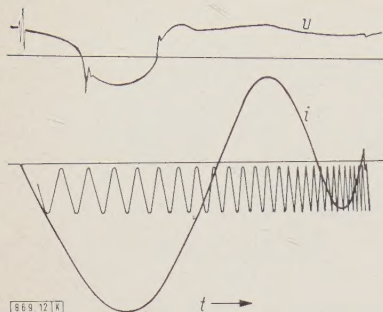


Bild 12. Oszillogramm des Lichtbogenstromes und der Lichtbogen-spannung. Eichfrequenz 50 kHz, $C_s = 8 \mu\text{F}$ und $C_p = 0,2 \mu\text{F}$.

zwingen, so wird der Lichtbogen danach stromlos bleiben oder wiederzünden, je nach der Größe dieses überlagerten Stoßstromes bzw. der wiederkehrenden Elektroden-spannung. Wird der Lichtbogen plötzlich stromlos, so ist hiermit verbunden, daß

1. der durch die Induktivität L konstant gehaltene Strom des Hauptkreises auf den Hilfszweig einschließlich Parallelkapazität C_p ausweicht,
2. in dem Hilfszweig dieser Strom an den Widerständen R_v und R_s eine der Kondensatorspannung U_{Cs} entgegengesetzte Spannung aufbaut,
3. die wiederkehrende Elektroden-spannung positiv oder negativ sein kann, je nach Größe der Kondensator-spannung U_{Cs} , der Größe der Widerstände R_v und R_s und der Höhe des stationären Bogenstromes,
4. diese wiederkehrende Elektroden-spannung mit der Zeitkonstanten $T = C_p(R_v + R_s)$ verläuft, da die Parallelkapazität C_p klein gegenüber der Stoßkapazität C_s ist.

Die Oszillogramme in Bild 11 a bis f zeigen, daß sowohl bei positiver als auch bei negativer Wiederkehrspannung der Lichtbogen bei rd. 350 V neu zündet. Bei sehr geringen Bogenströmen beobachtet man allerdings eine höhere negative Zündspannung (z. B. 730 V in Bild 11 c).

In Bild 11 a und den folgenden Oszillogrammen schrieb der obere Elektronenstrahl die Elektroden-spannung, der untere die dem Strom im Hilfskreis proportionale Spannung am Widerstand R_s . Der überlagerte negative Stoßstrom ist hier etwas kleiner als der Lichtbogendauerstrom. Die Überschwingung in seiner Stirn von einigen Nanosekunden Dauer reicht aber bereits aus, um den Lichtbogen stromlos zu machen. Der Hauptstrom geht auf den Hilfskreis über und ladet den Parallelkondensator C_p ; dabei ist die Zeitkonstante

$$T_1 = C_p(R_v + R_s) = 300 \cdot 10^{-12} \text{ s } \Omega^{-1} \cdot 3160 \Omega = 0,95 \mu\text{s}.$$

Der Spannungszusammenbruch geschieht hier bei 320 V. Die Zeitkonstante dieses Zusammenbruches muß

$$T_2 = R_0 \cdot C_p = \frac{U_0 - U_E}{i_0} \cdot C_p = \frac{60 \text{ V}}{1,14 \text{ A}} \cdot 300 \cdot 10^{-12} \text{ s } \Omega^{-1} = 0,016 \mu\text{s}$$

betragen.

Der negative Stoßstrom ist in Bild 11 b größer als der Lichtbogendauerstrom. Wieder wird der Lichtbogen strom-

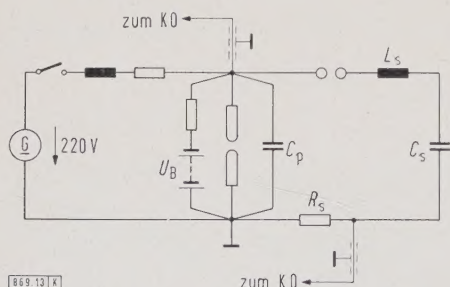


Bild 13. Schaltung zur Unterbrechung hoher Lichtbogenströme.

los. Sobald die „wiederkehrende“ Spannung den Betrag von -350 V erreicht, zündet die Strecke neu. Der Lichtbogen führt Strom in umgekehrter Richtung.

Die wiederkehrende Elektroden-spannung (Bild 11 c) strebt mit der Zeitkonstanten $T = C_p(R_v + R_s) = 300 \cdot 10^{-12} \text{ s } \Omega^{-1} \cdot 1050 \Omega = 0,31 \mu\text{s}$ dem Endwert $u = -U_{Cs} + i_0(R_v + R_s) = -3000 \text{ V} + 0,57 \text{ A} \cdot 1050 \Omega = -2400 \text{ V}$ zu. Bei -730 V aber zündet die Strecke neu.

Wiederholte Versuche bestätigten diese höhere Zündspannung. Sie scheint typisch zu sein für kleinen Lichtbogendauerstrom und negative Wiederkehrspannung. Auch der zeitliche Verlauf des Spannungszusammenbruches ist reproduzierbar, die Physik der einzelnen Phasen ist aber noch unbekannt.

In Bild 11 d ist der negative Stoßstrom etwas geringer als der Lichtbogendauerstrom. Zunächst brennt der Lichtbogen mit verminderter Stromstärke weiter, wird aber nach rd. $18 \mu\text{s}$ doch plötzlich zugunsten der Parallelkapazität, hier $C_p = 5000 \text{ pF}$, stromlos. Die Neuzündung setzt wieder bei 350 V ein.

In Bild 11 e und 11 f wird gezeigt, daß der Sitz der Sofortverfestigungszone in Kathodennähe liegt. Die Anode des stationär brennenden Lichtbogens besteht aus Kupfer,

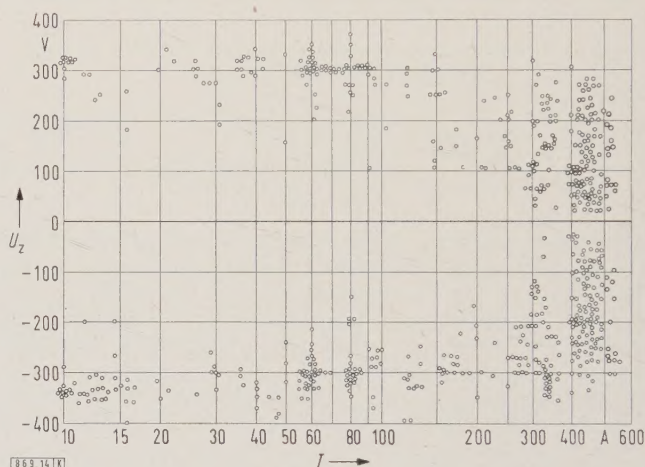


Bild 14. Zündspannung U_z , abhängig vom stationären Strom für Kupferelektroden mit 12 mm Dmr. bei 10 mm Elektrodenabstand.

die Kathode aus Homogenkohle. Erzwingt nun ein negativer Stromstoß die Stromumkehr, so muß die Kupferelektrode zur Kathode werden. Bild 11 e zeigt, daß hierzu eine Zündspannung erforderlich ist. Wird dagegen, wie in Bild 11 f, bei der Stromumkehr die Kupferelektrode zur Anode, so ist keine Zündspannung erforderlich. Für die Elektrode aus Homogenkohle ist der Polaritätswechsel durch die Thermoemission ohne Zündspannung möglich.

Übrigens wird die Sofortverfestigung der Elektroden-strecke mit größerem Lichtbogenstrom schwächer. Das Oszillogramm in Bild 12 zeigt den Verlauf der Lichtbogen-spannung, wenn dem stationären Lichtbogenstrom von 450 A ein negativer Stoßstrom überlagert wird, der in seinem schwingenden Verlauf einen Wert bis zu 600 A erreicht. Bei dem ersten Nulldurchgang des resultierenden Lichtbogenstromes beträgt die Zündspannung 120 V, bei der Rückkehr in die ursprüngliche Stromrichtung etwa 60 V. Der Versuch wurde mit einer Schaltung nach Bild 13 vorgenommen. Ein freibrennender Lichtbogen zwischen Kupferelektroden von 10 mm Abstand wird mit geringem Strom von der Batterie U_B unterhalten. Auf diesen Lichtbogen wird nun die voll erregte und mit Nenndrehzahl laufende Gleichstrommaschine geschaltet. Nach einigen Millisekunden, wenn die gewünschte stationäre hohe Stromstärke erreicht ist, wird der entgegengesetzte Stoßstrom aus dem Kondensator C_s überlagert.

Während nun beim Niederstrombogen die Wiederzündspannung relativ konstant ist, ergibt sich für höhere Ströme

ein ziemlich gleichmäßiges Spektrum der möglichen Festigkeiten zwischen 40 V und 350 V (Bild 14).

Zusammenfassung

Das dynamische Verhalten des Lichtbogens wird von seiner thermischen Trägheit bestimmt. Charakteristische Größe ist die thermische Zeitkonstante. Sie wächst mit zunehmender Länge und Stromstärke des Lichtbogens. Bei einem 10-A-Lichtbogen von 100 mm Länge beträgt sie etwa 0,6 ms. Der Elektrodenwerkstoff ist praktisch ohne Einfluß.

Beim Wechselstrom-Lichtbogen wird die Elektrodenstrecke trotz leitender Plasmasäule erst dann für die neue Halbwelle stromdurchlässig, wenn die Sofortverfestigung im Kathodenraum von der wiederkehrenden Spannung überwunden wird. Diese Zündspannung beträgt bei Strömen bis zu 100 A etwa 350 V, bei noch höheren Strömen bis zu 500 A ergibt sich ein ziemlich gleichmäßiges Spektrum der erforderlichen Zündspannung von 40 V bis zu 350 V.

Schrifttum

- [1] Rüdénberg, R.: Elektrische Schaltvorgänge, 4. Aufl. S. 344. Verlag Springer, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1953.
- [2] Mayr, O.: Beiträge zur Theorie des statischen und dynamischen Lichtbogens. Arch. Elektrotechn. Bd. 37 (1943) S. 588–608.
- [3] Slepian, J.: Theory of the deion circuit breaker. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. Bd. 48 (1929) S. 93–96.
- [4] Nöske, H.: Zum Stabilitätsproblem beim Abschalten kleiner induktiver Ströme mit Hochspannungsschaltern. Arch. Elektrotechn. Bd. 43 (1957) S. 114–133.
- [5] Eidinger, A.: Lichtbogenlöschung und wiederkehrende Spannung in Niederspannungsschaltgeräten. VDE-Fachber. Bd. 20 (1958) S. 68–72.
- [6] Duddell, W.: On the resistance and electromotive forces of the electric arc. Proc. roy. Soc. A: Math. & phys. Sci. Bd. 68 (1901) S. 512–518.
- [7] Simon, Th.: Über die Dynamik der Lichtbogenvorgänge und über Lichtbogenhysterese. Phys. Z. Bd. 6 (1905) S. 297–319.
- [8] Kaulmann, W.: Elektrodynamische Eigentümlichkeiten leitender Gase. Ann. Phys., Leipzig, 4. Folge, Bd. 2 (1900) S. 158.
- [9] Mayr, O.: Die Resultate neuerer Forschungen über den Abschaltvorgang im Wechselstromlichtbogen und ihre Anwendung im Schalterbau, 3. Ref. Bull. d. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 23 (1932) S. 605–609.
- [10] Mayr, O.: Über die Theorie des Lichtbogens und seiner Löschung. ETZ Bd. 64 (1943) S. 645–652.
- [11] King, L. A.: Theoretical calculation of arc temperature in different gases. Brit. electr. & allied Ind. Res. Assoc. techn. Rep. G/XT 155.

Die Impedanzortskurve des Doppelkäfigläufers

Von Günther Rauter, Ruhstorf/Rott*)

DK 621.313.333.4.011.21

Im Schrifttum [1] ist eine einfache kissoidale Konstruktion der Impedanzortskurve des Doppelkäfigläufers beschrieben worden. Diese Konstruktion hat den Nachteil einer je nach den Verhältnissen mehr oder minder großen systematischen Ungenauigkeit, weil dabei der Blindwiderstand des Anlaufkäfigs vernachlässigt wird. Ferner läßt diese Konstruktion trotz dieser Vernachlässigung den Einfluß der Widerstandsgrößen der Käfigwicklungen auf das Betriebsverhalten der Maschine nicht unmittelbar erkennen. In der vorliegenden Arbeit werden neue graphische Verfahren beschrieben, die diese Mängel nicht aufweisen.

Ersatzschaltbild

Stäbe und Kurzschlußringe können beim Doppelkäfigläufer verschiedenartig angeordnet sein. Die gebräuchlichsten Ausführungsformen sind unter dem Namen Boucherot-Läufer und Wechselstabläufer bekannt geworden. Beide

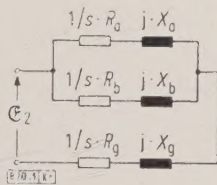


Bild 1. Allgemein gültiges Ersatzschaltbild eines Doppelkäfigläufers.

- R_g gemeinsamer Wirkwiderstand der beiden Käfige
- X_g gemeinsamer Blindwiderstand der beiden Käfige
- R_a Wirkwiderstand des Anlaufkäfigs
- X_a Blindwiderstand des Anlaufkäfigs
- R_b Wirkwiderstand des Betriebskäfigs
- X_b Blindwiderstand des Betriebskäfigs
- s Schlupf

können mit getrennten oder gemeinsamen Kurzschlußringen ausgerüstet werden. Die Ersatzschaltbilder des Läuferstromkreises dieser verschiedenartigen Ausführungsformen sind unterschiedlich, lassen sich jedoch von einem allgemein gültigen Ersatzschaltbild ableiten, das in Bild 1 dargestellt ist.

Die Widerstandsgrößen in Bild 1 sind auf die Ständerwicklung (Netzfrequenz) bezogen. Da in dieser Arbeit nur Widerstandsgrößen des Läuferstromkreises betrachtet werden, wird auf die im Schrifttum übliche Kennzeichnung durch Strichzeiger (') verzichtet.

*) G. Rauter ist Mitarbeiter der Loher & Söhne GmbH, Elektromotorenwerke in Ruhstorf/Rott.

Die kissoidale Konstruktion

Für die Ortskurve der Impedanz des Doppelkäfigläufers ergibt sich unter der Voraussetzung, daß in den einzelnen Läuferstäben keine Stromverdrängungserscheinungen auftreten, eine rationale zirkuläre Kubik¹⁾ von symmetrischer Form. Wenn die Koordinaten des isolierten singulären Punktes, des Scheitels der Kurve sowie des Fußpunktes der Asymptote bekannt sind, so kann diese durch eine kissoidale Erzeugung sehr einfach konstruiert werden. Die Koordinaten dieser die Impedanzkurve bestimmenden charakteristischen Punkte lassen sich aus den Widerstandsgrößen des Läuferstromkreises in Bild 1 berechnen. Die Berechnung wird besonders einfach, wenn man den Blindwiderstand X_a des Anlaufkäfigs und den möglicherweise beiden Käfigen gemeinsamen ohmschen Widerstand R_g vernachlässigt. Diesen besonderen Fall hat W. Nürnberg ausführlich behandelt [1].

Zum Vergleich mit dem später angegebenen genauen graphischen Verfahren zur Bestimmung der Impedanzortskurve ist die vorstehend erwähnte Konstruktion in Bild 2 dargestellt und sei nachfolgend kurz beschrieben.

Die Impedanzortskurve ist symmetrisch bezüglich der imaginären Achse. Der singuläre Punkt S, der Fußpunkt F der Asymptote sowie der Scheitel liegen auf dieser Symmetrieachse. Der Scheitel der Kurve fällt mit dem Endpunkt des Zeigers \underline{Z}_2 der Impedanz für $s = \infty$ zusammen und wurde deshalb mit P_∞ bezeichnet. Der Abstand dieses Punktes P_∞ vom Ursprung 0 ist durch den Blindwiderstand X_g festgelegt. Die Lage des singulären Punktes S und des Fußpunktes F auf der Symmetrieachse ist durch folgende Beziehungen gegeben:

$$\overline{P_\infty S} = X_b \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (1)$$

$$\overline{P_\infty F} = X_b \cdot \left(\frac{R_a}{R_a + R_b} \right)^2 \quad (2)$$

Nachdem diese drei Punkte P_∞ , F und S eingetragen worden sind, zeichnet man den Kreis k_s , dessen Mittelpunkt m auf der Symmetrieachse liegt. Dieser Kreis geht durch den singulären Punkt S und hat den Durchmesser $P_\infty F$. Der zweite Kreis k_∞ hat mit dem ersten Kreis den Mittelpunkt m gemeinsam, geht durch den Scheitel P_∞ der

1) Eine zirkuläre Kubik entsteht beispielsweise bei der Inversion eines Kegelschnittes bezüglich eines beliebigen, auf diesem Kegelschnitt liegenden Punktes als Inversionszentrum. Diese Kurven können auch durch eine kissoidale Erzeugung konstruiert werden, wie im Text für den Sonderfall der symmetrischen zirkulären Kubik beschrieben.

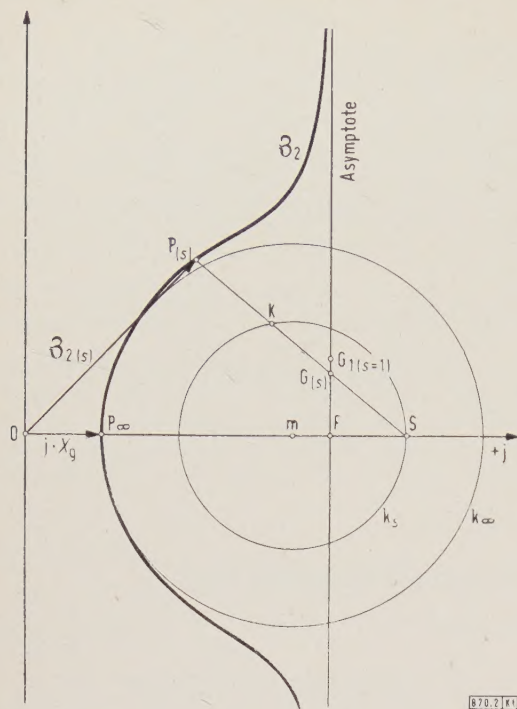


Bild 2. Kissoidale Konstruktion der Impedanzortskurve \mathfrak{Z}_2 unter Vernachlässigung des Blindwiderstandes X_a des Anlaufkäfigs und des beiden Käfigen gemeinsamen ohmschen Widerstandes R_g . Erläuterungen im Text.

Kurve und stellt den Schmiegunskreis an die Impedanzortskurve im Punkte $s = \infty$ dar. Als Bezifferungsgerade für den Parameter s kann die Asymptote oder jede zu ihr parallele Gerade gewählt werden. Die Teilung auf der Bezifferungsgeraden ist reziprok. Der Maßstab für die Parameterverteilung auf der Asymptote ist durch den Punkt G_1 für den Schlupf $s = 1$ gemäß nachstehender Beziehung festgelegt:

$$\overline{G_1 F} = R_2 = \frac{R_a \cdot R_b}{R_a + R_b} \quad (3)$$

Vom Fußpunkt F ausgehend, wird also der veränderliche Widerstand $(1/s) \cdot R_2$ für positive Schlupfwerte nach oben und für negative Schlupfwerte nach unten aufgetragen. Durch den so erhaltenen Punkt $G_{(s)}$ und den singulären Punkt S wird nun eine Gerade gelegt. Diese Gerade schneidet den Kreis k_s im Punkt K . Trägt man nun auf dieser Geraden die Strecke SK vom Punkt $G_{(s)}$ aus auf, so erhält man auf ihr den Punkt $P_{(s)}$ der Impedanzortskurve, der zum gleichen Schlupf gehört wie der Punkt $G_{(s)}$ auf der Bezifferungsgeraden.

Berücksichtigt man die Impedanz des Anlaufkäfigs, so ergeben sich wesentlich kompliziertere Beziehungen für den Abstand der Punkte P_∞ , F und S vom Ursprung 0 . Die Herleitung dieser Beziehungen ist zwar einfach, gestaltet sich jedoch sehr umfangreich, weshalb nachfolgend nur die Ergebnisse bekanntgegeben werden.

Der Scheitel P_∞ fällt nun nicht mehr mit dem Endpunkt $0'$ (Bild 3) des Zeigers $j \cdot X_g$ zusammen, sondern kann rechts oder links davon liegen. Der Abstand des Scheitels vom Ursprung 0 ist durch folgende Beziehung gegeben:

$$\overline{OP_\infty} = X_g + \frac{X_a \cdot X_b}{X_a + X_b} \quad (4)$$

Für die Entfernung des singulären Punktes S vom Ursprung 0 ergibt sich:

$$\overline{OS} = X_g + \frac{(R_b \cdot R_a^2 + R_a \cdot R_b^2) \cdot (X_b \cdot X_a^2 + X_a \cdot X_b^2) - (R_b \cdot X_a^2 + R_a \cdot X_b^2) \cdot (X_b \cdot R_a^2 + X_a \cdot R_b^2)}{(R_b \cdot R_a^2 + R_a \cdot R_b^2) \cdot (X_a + X_b)^2 - (R_b \cdot X_a^2 + R_a \cdot X_b^2) \cdot (R_a + R_b)^2} \quad (5)$$

Der Abstand des Fußpunktes F der Asymptote bestimmt sich zu

$$\overline{OF} = X_g + \frac{X_b \cdot R_a^2 + X_a \cdot R_b^2}{(R_a + R_b)^2} \quad (6)$$

Diese Strecke \overline{OF} entspricht dem Blindwiderstand für den Schlupf $s = 0$. Der Durchmesser des Kreises k_s ist wiederum gleich der Strecke $\overline{P_\infty F}$. Dieser Kreis geht ebenfalls durch den singulären Punkt S und hat mit dem Schmiegunskreis k_∞ den Mittelpunkt m gemeinsam.

Die Impedanzortskurve wird nun genauso konstruiert, wie für den vereinfachten Fall des Beispiels in Bild 2 bereits beschrieben. In Bild 3 ist diese Konstruktion unter Zugrundelegung derselben Widerstandswerte wie für Bild 2 durchgeführt. Darüber hinaus wurde noch der Blindwiderstand X_a berücksichtigt. Bild 3 zeigt sehr deutlich, daß der Einfluß dieses Widerstandes auf den Verlauf der Impedanzortskurve beträchtlich ist, obwohl für dieses Beispiel der Blindwiderstand des Anlaufkäfigs nur zu 25 % von dem des Betriebskäfigs gewählt wurde.

Der beiden Käfigen gemeinsame ohmsche Widerstand R_g wurde auch in diesem Falle nicht berücksichtigt, weil sich die Formeln für die Abstände der charakteristischen Punkte vom Ursprung zu kompliziert gestalten hätten und damit der numerische Rechenaufwand für die praktische Anwendung so groß wäre, daß die kissoidale Konstruktion gegenüber der punktwisen numerischen Berechnung der Impedanzortskurve keinen Vorteil mehr bieten würde. Das Problem der Berücksichtigung des beiden Käfigen gemeinsamen ohm-

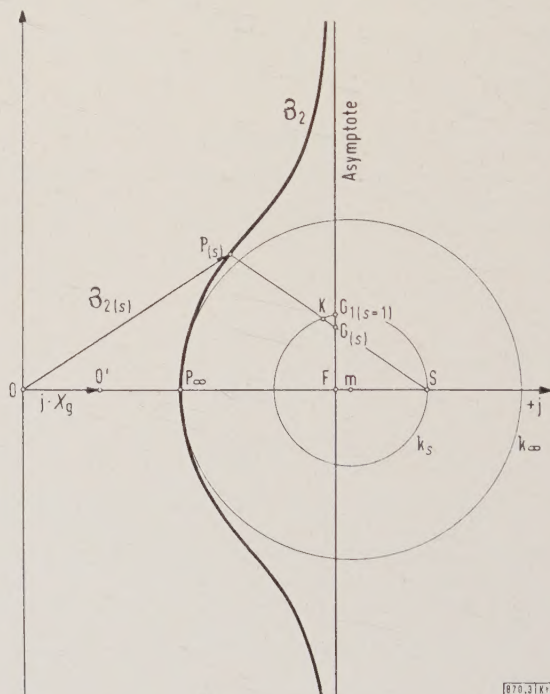


Bild 3. Kissoidale Konstruktion der Impedanzortskurve \mathfrak{Z}_2 unter Berücksichtigung des Blindwiderstandes X_a der Wicklung des Anlaufkäfigs. Erläuterungen im Text.

schen Widerstands R_g hat jedoch sehr stark an Bedeutung verloren, seitdem man zur Vermeidung von unzulässig großen Wärmespannungen beim Anlaufvorgang immer mehr zur Ausführung mit getrennten Kurzschlußringen ($R_g = 0$) übergeht.

Bild 4. Konstruktion der Hilfs-Ortskurve \mathcal{B}_{2k} einer fiktiven Kurzschlußimpedanz des Doppelkäfigläufers zwecks Ermittlung der Impedanz-Ortskurve \mathcal{B}_2 unter Berücksichtigung aller Widerstände.

und $\overline{O'P_{k1}}$ bzw. deren Verlängerungen auf der Bezifferungsskala abgeschnittenen Strecke festgelegt. Die Parameterverteilung ist nach Gl. (13) quadratisch und deshalb zweiwertig, d. h. jeder Punkt auf der Ortskurve entspricht einem positiven und einem negativen Schlupfwert vom gleichen absoluten Betrag. Die Bezifferung wird am einfachsten, wenn man die Bezifferungsgerade so wählt, daß die Einheit für den Schlupf 100 mm beträgt. Den Schlupfwerten 0,1, 0,2, 0,3, 0,4 usw. entspricht dann auf der Bezifferungsgeraden eine Strecke mit einer Länge von 1, 4, 9, 16 mm usw.

Die Verbindungslinie des Punktes O' mit dem Punkt $G_{(s)}$ auf der Bezifferungsgeraden schneidet die Ortskurve \mathfrak{Z}_{2k} im Punkt $P_{k(s)}$, der zum gleichen Schlupf gehört wie der Punkt $G_{(s)}$. Damit ist der Endpunkt des vom Ursprung 0 ausgehenden Zeigers der fiktiven Kurzschlußimpedanz $\mathfrak{Z}_{2k(s)}$ gefunden.

Mit Hilfe dieser einfachen Ortskurve \mathfrak{Z}_{2k} kann die Ortskurve \mathfrak{Z}_2 der Läuferimpedanz punktweise bestimmt werden. Zu diesem Zweck werden die reellen Anteile der fiktiven Kurzschlußimpedanz durch den jeweils zugehörigen Schlupf s dividiert und von der imaginären Achse aus in

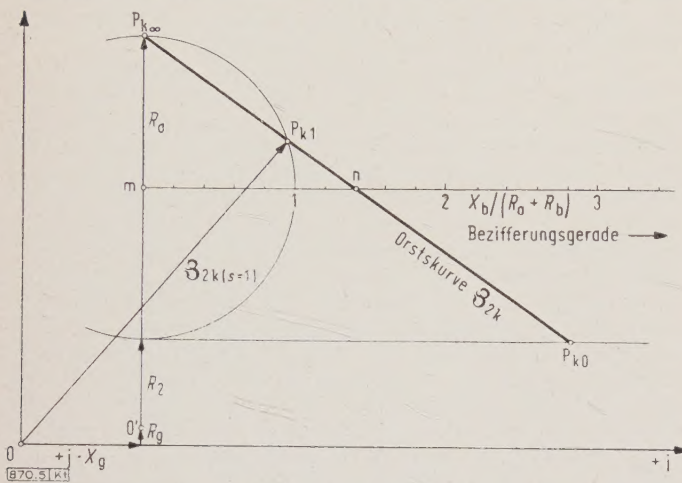


Bild 5. Graphische Bestimmung der fiktiven Kurzschlußimpedanz \mathfrak{Z}_{2k} für den ideellen Doppelkäfigläufer.

der komplexen Zahlenebene aufgetragen. Der so gefundene Punkt $P_{(s)}$ ist der Endpunkt des gesuchten Impedanzzeigers $\mathfrak{Z}_{2(s)}$, dessen Schlupfwert durch den Punkt $G_{(s)}$ auf der Bezifferungsgeraden bestimmt ist. Ist die Impedanzortskurve — nicht wie bisher vorausgesetzt — auf die Ständerwicklung, sondern auf die Läuferwicklung zu beziehen, dann muß an Stelle des vorhin Gesagten der imaginäre Anteil der fiktiven Kurzschlußimpedanz mit dem zugehörigen Schlupfwert multipliziert werden.

Vereinfachte Konstruktion für den ideellen Doppelkäfig

Bei der als „ideeller Doppelkäfig“ [2] oder auch als „Boucherot-Läufer“ [3] bekannt gewordenen und sehr häufig verwendeten Ausführung der Käfigwicklung befinden sich zwischen den zugehörigen Nuten des Anlauf- und des Betriebskäfigs sogenannte Streutege. In diesem Falle hat der resultierende Blindwiderstand X_a des Ersatzschaltbildes nach Bild 1 infolge der zwischen den beiden Käfigwicklungen wirkenden gegenseitigen Induktion einen vernachlässigbar kleinen negativen Wert. Durch diese Vernachlässigung wird die Konstruktion der Ortskurve für die fiktive Kurzschlußimpedanz sehr einfach und kann ohne Berechnung von Zwischengrößen durchgeführt werden. Darüber hinaus hat diese vereinfachte Konstruktion für den ideellen Doppelkäfig den großen Vorteil, daß sie den Einfluß der Widerstandsgrößen der Käfigwicklungen auf das Betriebsverhalten der Asynchronmaschine mit Doppelkäfigläufer unmittelbar erkennen läßt.

Für den Schlupf $s=1$ sind — wie bereits eingangs erwähnt — die wirkliche und die fiktive Kurzschlußimpedanz identisch. Die Ortskurve für diese Impedanz ist nach Gl. (17)

ein Kreis, wofür als Parameter der Blindwiderstand X_b gewählt wird. Die Konstruktion dieser Ortskurve ist für den hier vorliegenden Fall der Zulässigkeit einer Vernachlässigung des Blindwiderstandes X_a in Bild 5 dargestellt und sei nachfolgend kurz beschrieben.

Zuerst werden vom Punkt O' aus die Widerstandszeiger R_a und $R_2 = R_a R_b / (R_a + R_b)$ in Richtung der reellen Achse nach oben aufgetragen. Der gesuchte Kreis geht durch die Endpunkte der beiden Widerstandszeiger und hat seinen Mittelpunkt m auf dem Widerstandszeiger R_a . Nun wird die durch den Mittelpunkt m des Kreises gehende, zur imaginären Achse parallele Gerade für die Bezifferung des Parameters X_b eingezeichnet. Der Maßstab für den Parameter X_b ist durch den Halbmesser des Kreises gegeben; dieser Halbmesser entspricht nämlich der Summe der ohmschen Widerstände R_a und R_b der beiden Käfigwicklungen. Verbindet man nun den Punkt $P_{k\infty}$ mit dem durch den Blindwiderstand X_b auf der Bezifferungsgeraden festliegenden Punkt n durch eine Gerade, so schneidet diese den Kreis im Punkt P_{k1} , der den Endpunkt des Zeigers der wirklichen bzw. fiktiven Kurzschlußimpedanz darstellt.

Diese Verbindungslinie ist bereits die gesuchte Ortskurve der fiktiven Kurzschlußimpedanz. Den zur Konstruktion der Schlupfbezifferungsgeraden dieser Ortskurve noch fehlenden Punkt P_{k0} findet man als Schnittpunkt der durch die Punkte $P_{k\infty}$ und P_{k1} gehenden, verlängerten Geraden mit der durch den Endpunkt des Widerstandszeigers R_2 verlaufenden Parallelen zur imaginären Achse. Die Schlupfbezifferungsgerade wird nun so konstruiert, wie bereits im vorhergehenden Abschnitt beschrieben. Der Übersichtlichkeit halber wurde diese nicht in Bild 5 eingezeichnet.

Die durch den Punkt P_{k0} gehende, zur imaginären Achse parallele Gerade stellt ebenfalls eine Ortskurve dar. Auf ihr bewegt sich der Endpunkt der fiktiven Kurzschlußimpedanz für den Schlupf $s=0$ bei Veränderung des Blindwiderstandes X_b . Diese Impedanz wird für die Konstruktion des Schmiegunskreises an die Stromortskurve der Asynchronmaschine mit Doppelkäfigläufer im Punkt $s=0$ zur Ermittlung des Leistungsfaktors und des Kippmomentes benötigt. Die vorstehend beschriebene vereinfachte Konstruktion erlaubt also außer der Bestimmung der Ortskurve für die fiktive Kurzschlußimpedanz auf graphischem Wege auch auf einfache Weise die Bestimmung der erforderlichen Käfigabmessungen für vorgegebene Anzugswerte von Strom und Moment bei optimalem Kippmoment oder Leistungsfaktor der Maschine.

Zusammenfassung

Ausgehend von der kissoidalen Konstruktion der vereinfachten Impedanzortskurve des Doppelkäfigläufers nach W. Nürnberg, wird diese Konstruktion auf jene Fälle erweitert, bei denen der Blindwiderstand des Anlaufkäfigs nicht mehr vernachlässigt werden kann. Anschließend wird analog zum Schleifringläufer für den Doppelkäfigläufer eine „fiktive Kurzschlußimpedanz“ definiert und deren Ortskurve mit dem Schlupf s als Parameter abgeleitet. Als Ortskurve dieser fiktiven Kurzschlußimpedanz ergibt sich eine Gerade mit zweiwertiger quadratischer Parameterverteilung. Aus dieser kann durch Umrechnung der reellen oder imaginären Anteile mit dem Schlupf die gesuchte Impedanzortskurve des Doppelkäfigläufers, bezogen auf die Ständer- oder Läuferwicklung, punktweise bestimmt werden. Am Schluß wird eine Methode für die vereinfachte Konstruktion der Ortskurve für die fiktive Kurzschlußimpedanz des „ideellen Doppelkäfigs“ beschrieben. Diese ermöglicht ein einfaches Bestimmen der erforderlichen Käfigabmessungen für die Erzielung vorgegebener Anzugswerte bei optimalem Kippmoment oder Leistungsfaktor der Maschine.

Schrifttum

- [1] Nürnberg, W.: Die Asynchronmaschine. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1952.
- [2] Schuisky, W.: Induktionsmaschinen. Springer-Verlag, Wien 1957.
- [3] Richter, R.: Elektrische Maschinen. Bd. 4, 2. Aufl. Verlag Birkhäuser Basel, Stuttgart 1954.

Über den Einfluß der Vormagnetisierung des Streuflusses auf die Fehler des Stromwandlers

Von Peter Pentschev, Sofia*)

DK 621.314.224.8.088

Allgemeines

Aus dem Fachschrifttum ist bekannt, daß der Streufluß als vormagnetisierender Fluß die Fehler eines Stromwandlers verkleinert. Dieses ist dadurch bedingt, daß in den Gleichungen für den Stromfehler

$$F = -B/\mu H_1 \cdot \cos(\varphi_0 - \varphi) \quad (1)$$

und den Fehlwinkel

$$\delta = B/\mu H_1 \cdot \sin(\varphi_0 - \varphi) \quad (2)$$

die absolute Permeabilität μ in den Teilstrecken, in denen der Streufluß Φ_s und der Arbeitsfluß Φ_0 zusammenfließen, größer wird [1]. Dabei bedeuten

B die Induktion in Eisen,

$\mu = \mu_0 \mu_r$ die absolute Permeabilität mit

$$\mu_0 = 0,4 \pi \cdot 10^{-8} \text{ Vs/A cm},$$

$H_1 = w_1 I_1/l$ die scheinbare Feldstärke eines Stromes I_1 in einer Wicklung mit w_1 Windungen bei einer mittleren Feldlinienlänge l .

In der vorliegenden Arbeit wird eine andere physikalische Vorstellung vom Einfluß der Wirkung der Vormagnetisierung des Streuflusses und eine unterschiedliche Deutung der Gl. (1) und (2) angegeben, indem die in [2] angeführten physikalischen Gesichtspunkte zugrunde gelegt werden. Diese Vorstellung bietet gegenüber der klassischen

Schenkeln des Transformatorernes untergebracht, und der dem Streufluß Φ_s entsprechende magnetische Kreis liegt der Sekundärwicklung parallel. Dieser Nebenschlußkreis für den Streufluß Φ_s hat einen magnetischen Widerstand, der sich aus der Leitfähigkeit des von diesem Kraftfluß durchflossenen Raumes bestimmt. Im allgemeinsten Fall kann die elektrische Ersatzschaltung dieses magnetischen Widerstandes eine ohmsche und eine induktive Komponente und somit eine nicht lineare Kennlinie haben.

Bild 2. Elektrisches Ersatzschaltbild eines Stromwandlers.

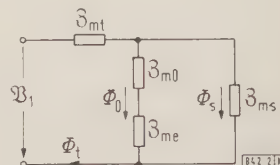


Bild 2 zeigt die elektrische Ersatzschaltung des Magnetkreises nach Bild 1. Hierin ist die Sekundärwicklung des Stromwandlers durch den komplexen magnetischen Ersatzwiderstand Z_{me} , bestehend aus dem ohmschen Widerstand R und dem Blindwiderstand X , analog der Kurzschlußwicklung bei Elektromagneten für Wechselstrom, dargestellt [2]. Es ist somit der Ersatzwiderstand

$$Z_{me} = (\omega w_2^2 X + j \omega w_2^2 R) / (R^2 + X^2).$$

In den nachfolgenden Gleichungen bezeichnet

Z_{m0} die magnetische Impedanz der Teilstrecke l_0 des

Z_{mt} die magnetische Impedanz der Teilstrecke l_t , die vom Fluß Φ_t durchflossen wird,

Z_{ms} die magnetische Impedanz der Teilstrecke l_s , die vom Fluß Φ_s durchflossen wird und nur eine ohmsche oder eine ohmsche und induktive Komponente haben kann.

Die Kraftflüsse Φ_0 und Φ_s sind zwei parallele Flüsse, deren geometrische Summe

$$\Phi_t = \Phi_0 + \Phi_s$$

ist, und für welche die Bedingung gilt

$$\Phi_0 \cdot (Z_{m0} + Z_{me}) = \Phi_s Z_{ms}.$$

Ferner gilt für die Durchflutung bzw. die magnetische Spannung

$$\Theta_1 = \mathfrak{B}_1 = \mathfrak{I}_1 w_1 = \Phi_0 (Z_{m0} + Z_{me}) + \Phi_t Z_{mt} = \Phi_s Z_{ms} + \Phi_t Z_{mt}.$$

Nach Voraussetzung ist ferner

$$Z_2 w_2 + \Phi_0 Z_{me} = 0,$$

so daß

$$\mathfrak{I}_1 w_1 + Z_2 w_2 = \Phi_0 \cdot Z_{m0} + \Phi_t Z_{mt} = \Phi_s \cdot w = \mathfrak{B}_s$$

wird, wobei

$$\mathfrak{B}_{0s} = \Phi_0 Z_{m0} + \Phi_t Z_{mt} = \mathfrak{H}_0 l_0 + \mathfrak{H}_t l_t \text{ und } \mathfrak{B}_0 = \mathfrak{H}_0 (l_0 + l_t)$$

ist. Der Gesamtfehler des Stromwandlers beträgt unter Berücksichtigung des Einflusses der Vormagnetisierung durch den Streufluß

$$\mathfrak{F}_s = \mathfrak{B}_{0s}/\mathfrak{B}_1 = \frac{\mathfrak{H}_0 l_0}{\mathfrak{B}_1} + \frac{\mathfrak{H}_t l_t}{\mathfrak{B}_1}.$$

Die Bedingungen, nach denen $|\mathfrak{B}_{0s}| \geq |\mathfrak{B}_0|$ sein soll, werden durch folgende Voraussetzungen erfüllt:

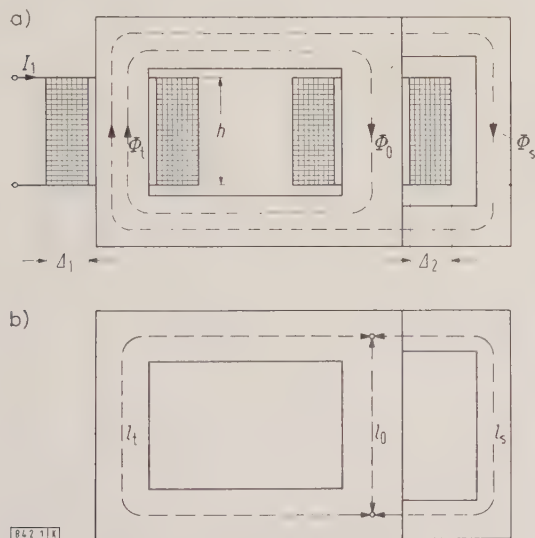


Bild 1. Schematischer Aufbau eines Stromwandlers.

a) Flußverlauf, b) Flußwege.

Vorstellung über Streuflüsse gewisse Vorzüge bei der Analyse. Man erhält dieselben Ergebnisse hierbei, als wenn man nach der klassischen Vorstellung mit einem Streufluß [1] bei den Stromwandlern arbeitet.

Gleichungen der Stromfehler und Fehlwinkel

Man kann grundsätzlich den Stromwandler mit konzentrischen Wicklungen bezüglich der Kraftflüsse im Eisenkern und der Streuflüsse als aus einem streuungslosen Stromwandler und einem magnetischen Nebenschlußkreise zusammengesetzt ansehen, wie es in Bild 1 gezeigt ist. Damit man mit einfachen Überlegungen zurecht kommt, sind die Primär- und die Sekundärwicklung auf verschiedenen

*) Dipl.-Ing. P. Pentschev ist Dozent an der Hochschule für Maschinenbau und Elektrotechnik in Sofia (Bulgarien).

1. die Verlustwinkel für Φ_0 und Φ_t sind gleich,
2. der Fluß Φ_s ist parallel zu Θ_1 ,
3. die Untersuchungen werden für folgende Leistungsfaktoren durchgeführt:
Fall 1 $\cos \varphi = 0$, damit $\varphi = 90^\circ$ und $\beta = 0^\circ$,
Fall 2 $\cos \varphi = 0,8$, damit $\varphi \approx 37^\circ$ und $\beta \approx 53^\circ$, und
Fall 3 $\cos \varphi = 1$, damit $\varphi = 0^\circ$ und $\beta = 90^\circ$,
wobei β der Außenwinkel zwischen Φ_0 und Θ_2 oder zwischen Φ_0 und Φ_s ist,
4. die Magnetisierungskurve sei für das Gebiet der Induktion, die dem Fluß Φ_0 und Φ_t proportional ist, linear, so daß man

$$\mathfrak{H}_t / \mathfrak{H}_0 = \Phi_t / \Phi_0 = h \quad (3)$$

setzen kann.

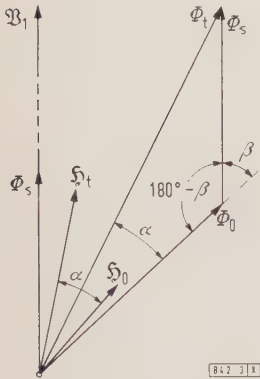


Bild 3. Zeigerdiagramm der Flüsse.

Der Winkel α zwischen den Zeigern \mathfrak{H}_t und \mathfrak{H}_0 oder Φ_t und Φ_0 wird durch die Gleichung

$$\tan \alpha = \frac{\Phi_s \cdot \sin \beta}{\Phi_0 + \Phi_s \cdot \cos \beta} = \frac{\sin \beta}{m + \cos \beta} \quad (4)$$

bestimmt, dabei ist

$$m = \frac{\Phi_0}{\Phi_s}$$

Der resultierende Kraftfluß aus den beiden Komponenten Φ_0 und Φ_s ist nach dem Kosinussatz (Bild 3)

$$\Phi_t^2 = \Phi_0^2 + \Phi_s^2 + 2 \Phi_0 \cdot \Phi_s \cos \beta$$

oder

$$n^2 = \frac{\Phi_t^2}{\Phi_s^2} = m^2 + 1 + 2 m \cos \beta$$

Aus der Bedingung 4 (Gl. 3) folgt

$$h = \frac{|\mathfrak{H}_t|}{|\mathfrak{H}_0|} = \frac{\Phi_t}{\Phi_0} = \frac{\Phi_t}{m \cdot \Phi_s} = \frac{n}{m} = \sqrt{\frac{m^2 + 1 + 2 m \cdot \cos \beta}{m}} \quad (5)$$

Um die Bedingung für $|\mathfrak{B}_{0s}| = |\mathfrak{B}_0|$ zu erhalten, wird die Gleichung

$$\mathfrak{H}_0^2 \cdot l^2 = \mathfrak{H}_0^2 \cdot l_0^2 + \mathfrak{H}_t^2 \cdot l_t^2 + 2 \cdot \mathfrak{H}_0 \cdot l_0 \cdot \mathfrak{H}_t \cdot l_t \cos \alpha$$

gelöst, indem man für

$$l_0/l = k_0 \text{ und } l_t/l = k_t = 1 - k_0$$

setzt. Man erhält dann

$$0 = -1 + k_0^2 + h^2 k_t^2 + 2 k_0 h k_t \cos \alpha \quad (6)$$

oder

$$0 = c + b h + a h^2,$$

dabei ist

$$a = k_t^2, \quad b = 2 k_0 k_t \cos \alpha \quad \text{und} \quad c = k_0^2 - 1.$$

Man kann zwei Endwerte für k_0 und k_t annehmen, und zwar

$$k_0 = 0,3 \quad \text{und} \quad k_t = 0,7 \quad \text{und} \\ k_0 = 0,5 \quad \text{und} \quad k_t = 0,5,$$

die etwa den in der Praxis vorkommenden Fällen entsprechen. Für h erhält man mit $k_0 = 0,3$ und $k_t = 0,7$

$$h_1 = -0,43 \cos \alpha + \sqrt{0,183 \cdot \cos^2 \alpha + 1,856} \quad (7)$$

und mit

$$k_0 = 0,5 \quad \text{und} \quad k_t = 0,5,$$

$$h_1 = -\cos \alpha + \sqrt{\cos^2 \alpha + 3}. \quad (8)$$

Da das negative Vorzeichen bei Gl. (7) und (8) vor der Wurzel keinen physikalisch berechtigten Sinn hat, wurde es ausgelassen.

Gl. (6) kann auch in bezug auf k_0 bei einem angenommenen Wert von h gelöst werden. Die Variationen von k_0 sind praktisch gering, so daß die Untersuchungen bezüglich h vorgenommen werden sollen. Um Gl. (7) und (8) lösen zu können, muß man den Winkel α aus Gl. (4) für verschiedene Werte von $\cos \varphi$ und m ermitteln. Man erhält für den

Fall 1 mit $\cos \varphi = 0$, d. h. $\varphi = 90^\circ$ und $\beta = 0^\circ$ nach Gl. (4)

$$\tan \alpha = 0 \text{ mit } \alpha = 0^\circ \text{ und somit nach Gl. (7) und (8) } h_1 = 1,$$

Fall 2 mit $\cos \varphi = 0,8$, d. h. $\varphi \approx 37^\circ$ und $\beta \approx 53^\circ$ nach Gl. (4)

$$\tan \alpha = 0,8/(m + 0,6).$$

Das Ergebnis für h bei verschiedenen Werten von m ist in Tafel 1 zu sehen.

Tafel 1. Abhängigkeit des Wertes h von m nach Gl. (7) und (8) für Fall 2.

m	0,5	1	1,5	2	3	Beziehungen
α °	36,1	26,6	20,8	17,1	12,5	—
$h_1 = \mathfrak{H}_t / \mathfrak{H}_0$	1,062	—	1,02	—	1,007	nach Gl. (7) für $k_0 = 0,3$
	1,102	1,055	1,037	1,024	1,011	nach Gl. (8) für $k_0 = 0,5$

In Fall 3 mit $\cos \varphi = 1$, d. h. $\varphi = 0^\circ$ und $\beta = 90^\circ$ erhält man nach Gl. (4)

$$\tan \alpha = \frac{1}{m}.$$

Die Abhängigkeit von m ist in Tafel 2 zu sehen.

Die so erhaltenen Werte in Tafel 1 und 2 des Verhältnisses $h = |\mathfrak{H}_t|/|\mathfrak{H}_0|$ können sich bei verschiedenen Werten von n und m ergeben, da nach Gl. (5) auch $h = n/m$ ist. Daher sollen die Werte von $h = f(n/m)$ bestimmt werden, bei denen das Verhältnis von n und m die gleichen Werte für h liefert, wie sie in den Tafeln 1 und 2 enthalten sind, und zwar für den

Fall 1 $\beta = 0^\circ$, d. h. $\alpha = 0^\circ$ aus Gl. (5) mit

$$h = \frac{n}{m} = \sqrt{\frac{m^2 + 1 + 2 m}{m}},$$

Fall 2 $\beta \approx 53^\circ$ aus Gl. (5) mit

$$h = \frac{n}{m} = \sqrt{\frac{m^2 + 1 + 1,2 m}{m}},$$

Fall 3 $\beta = 90^\circ$, d. h. $\alpha = 90^\circ$ aus Gl. (5) mit

$$h = \frac{n}{m} = \sqrt{\frac{m^2 + 1}{m}}.$$

Die Werte für h , abhängig von den Größen m und n für verschiedene Winkel β , sind in Tafel 3 zusammengestellt.

Tafel 2. Abhängigkeit des Wertes h von m nach Gl. (7) und (8) für Fall 3.

m	0,5	1	1,5	2	3	Beziehungen
α °	63,4	45,0	33,7	26,6	18,4	—
$h_1 = \mathfrak{H}_t / \mathfrak{H}_0 $	1,180	—	1,051	—	1,014	nach Gl. (7) für $k_0 = 0,3$
	1,331	1,165	1,087	1,055	1,035	nach Gl. (8) für $k_0 = 0,5$

Tafel 3. Werte h , abhängig von verschiedenen Größen m und n , für verschiedene Winkel β .

β -Werte	$m=\Phi_0/\Phi_s$	0,5	0,8	1	1,25	1,5	1,75	2	2,5	3	5	10	100	1000
$\beta=0^\circ$	$n=\Phi_t/\Phi_s$	1,5	1,8	2	2,27	2,5	2,76	3	3,53	4	6	11	101	1001
	$h=\Phi_t/\Phi_0=\dot{\Phi}_t/ \dot{\Phi}_0 $	3	2,25	2	1,82	1,66	1,57	1,5	1,41	1,33	1,2	1,1	1,01	1,001
	α grd	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\beta=53^\circ$	$n=\Phi_t/\Phi_s$	1,36	1,61	1,78	2,01	2,25	2,48	2,72	3,24	3,7	5,66	10,6	100,5	1000
	$h=\Phi_t/\Phi_0=\dot{\Phi}_t/ \dot{\Phi}_0 $	2,72	2,01	1,78	1,6	1,5	1,41	1,36	1,29	1,23	1,13	1,06	1,005	1
	α grd	37	30	27	24	21	19	17	14	13	8	5	0,5	≈ 0
$\beta=90^\circ$	$n=\Phi_t/\Phi_s$	1,11	1,28	1,41	1,6	1,8	2,01	2,23	2,69	3,16	5,1	10,05	100	1000
	$h=\Phi_t/\Phi_0=\dot{\Phi}_t/ \dot{\Phi}_0 $	2,22	1,6	1,41	1,28	1,2	1,15	1,1	1,075	1,05	1,02	1,005	1	1
	α grd	63	51	45	39	34	30	27	22	19	11	6	0,67	≈ 0

- Aus Tafel 3 ist ersichtlich, daß für den
- Fall 1 bei $\beta = 0^\circ$ der Wert $h = 1$ wird, sobald $m \rightarrow \infty$ geht, d. h. es muß sich der Streufluß $\Phi_s \rightarrow 0$ nähern. Damit ist für diesen Fall die Bedingung $|\mathfrak{B}_{0s}| = |\mathfrak{B}_0|$ nicht erfüllt, weil immer $|\mathfrak{B}_{0s}| > |\mathfrak{B}_0|$ ist,
- Fall 2 bei $\beta \approx 53^\circ$ die Werte h der Tafel 3 sich mehr denjenigen in Tafel 2 mit $k_0 = 0,5$ nähern als denjenigen in Tafel 2 mit $k_0 = 0,3$. Daraus ist der Schluß zu ziehen, daß bei $m \rightarrow \infty$ oder $k_0 = 1$ eine Übereinstimmung von h_1 mit h vorhanden sein wird. Also ist die Bedingung $|\mathfrak{B}_{0s}| > |\mathfrak{B}_0|$ immer erfüllt.
- Fall 3 bei $\beta = 90^\circ$ die Werte h_1 mehr denen in Tafel 2 entsprechen als denjenigen für $\beta = 0^\circ$ und 53° in Tafel 3. Ferner bleiben diese h_1 -Werte in Tafel 3 kleiner als diejenigen aus Tafel 2 für $k_0 = 0,5$. Die Schlußfolgerung ist auch hier dieselbe wie bei $\beta \approx 53^\circ$.

Man kann auch einen zusätzlichen Schluß ziehen, nämlich daß bei der Zunahme von β über 90° hinaus Bedingungen verwirklicht werden können, bei denen $h_1 = h$, d. h. $|\mathfrak{B}_{0s}| = |\mathfrak{B}_0|$ ist. Der Winkel $\beta > 90^\circ$ bedingt jedoch eine kapazitive Belastung des Stromwandlers, während in den Bestimmungen nur eine induktive Belastung der Wandler festgelegt ist.

Aus dem Vorhergehenden könnte man schließen, daß bei induktiver, einschließlich auch ohmscher Belastung $\cos \varphi < 1$ ist, so daß $|\mathfrak{B}_{0s}| > |\mathfrak{B}_0|$ gilt, und bei kapazitiver Belastung $\cos \varphi < 1$ wird, so daß $|\mathfrak{B}_{0s}| \geq |\mathfrak{B}_0|$ wird. Zum Schluß folgt, daß bei normalem Betrieb fast immer die Bedingung $|\mathfrak{B}_{0s}| < |\mathfrak{B}_0|$ erfüllt ist, und da der Gesamtfehler des Stromwandlers ohne Vormagnetisierung

$$\mathfrak{F}_0 = \mathfrak{B}_0/\mathfrak{B}_1 = \dot{\Phi}_0 \cdot l/\mathfrak{B}_1$$
ist, so ergibt sich

$$k_F = |\mathfrak{F}_s|/|\mathfrak{F}_0| = |\mathfrak{B}_{0s}|/|\mathfrak{B}_0| > 1.$$

Folglich wird bei der Vormagnetisierung durch den Streufluß der Gesamtfehler größer.

Da die Kraftflüsse in den Strecken l_0 und l_t verschieden groß und nicht gleichphasig sind, so wird zunächst der Kraftfluß aus der Sekundärspannung und Sekundärbürde Z_2 des Wandlers berechnet zu

$$\Phi_0 = I_2 Z_2 / (4,44 \cdot f w_2),$$

und wenn man $\delta = 0$ für konzentrische Wicklungen annimmt, so folgt nach der Vorstellung von der Streuung gemäß [3], daß der Streufluß

$$\Phi_s = \frac{\mu \pi D_m \kappa}{h} |\mathfrak{B}_1| \left(\frac{A_1}{2} + \Delta + \frac{A_2}{2} \right)$$

ist, wobei die geometrischen Größen A_1, A_2, Δ und h dem Bild 1 zu entnehmen sind. Es ist ferner $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ die absolute Permeabilität mit $\mu_r = 1$ für Luft, und κ ist der Rokowskische Koeffizient.

Die Teilflüsse Φ_0 und Φ_s werden geometrisch zusammengezählt, worauf die verlustbehaftete H - und die magnetisierende H_μ -Komponenten der Felder bestimmt werden, die den Flüssen Φ_0 und Φ_t entsprechen.

In Bild 3 ist die grundsätzliche Lage und Größe der Kraftflüsse Φ_0, Φ_s, Φ_t und der magnetischen Feldstärke $\dot{\Phi}_0$ und $\dot{\Phi}_t$ gezeigt.

In Bild 4 ist die geometrische Summe der Zeiger

$$\dot{\Phi}_0 l_0 + \dot{\Phi}_t l_t = \mathfrak{B}_{0s}$$

dargestellt, die dem Gesamtfehler F_s proportional ist. Aus Bild 4 ist zu sehen, daß eine begrenzte Drehung des Zeigers \mathfrak{B}_{0s} gegenüber \mathfrak{B}_0 im positiven Sinn eine Vergrößerung des Stromfeldes, $F_{sI} > F_{0I}$, und eine Verkleinerung des Fehlwinkels ($F_{s\delta} < F_{0\delta}$) beim Stromwandler ergibt. Beim Aufzeichnen der Diagramme ist nur die Grundschwingung berücksichtigt worden; der Einfluß der höheren Harmonischen bleibt unberücksichtigt.

Berechnung der Fehler

Die Wirkung des magnetischen Flusses auf die Fehler des Stromwandlers kann leicht am Zeigerdiagramm der magnetomotorischen Kraft (MMK) abgelesen werden, wie in Bild 5 zu sehen ist. Daraus ist ersichtlich, daß der Stromfehler F_{sI} proportional der Strecke

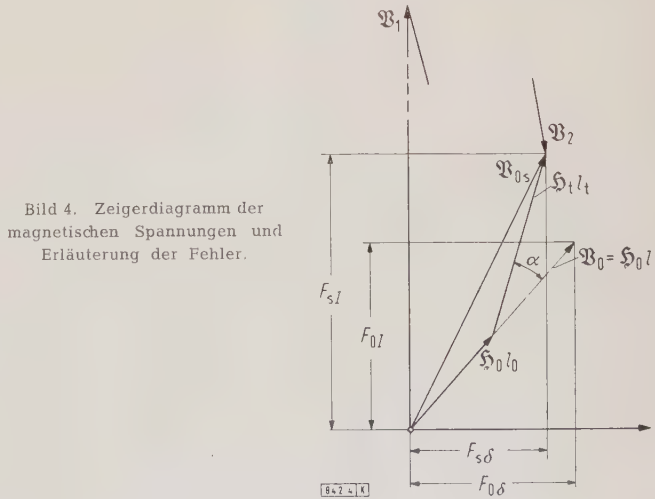
$$\overline{OB'} = \overline{OA'} + \overline{A'B'} = (\overline{OC'} + \overline{C'A'}) + (\overline{A'D'} + \overline{D'B'})$$

und der Fehlwinkel $F_{s\delta}$ proportional der Strecke

$$\overline{OB''} = \overline{OA''} + \overline{A''B''} = (\overline{OC''} - \overline{C''A''}) + (\overline{A''D''} - \overline{D''B''})$$

ist. Hierbei bedeuten die einzelnen Strecken:

$$\overline{OA} = |\mathfrak{B}_0| = |\dot{\Phi}_0| l_0$$
 die magnetomotorische Kraft (MMK) im Abschnitt l_0 des Teilflusses Φ_0 ,



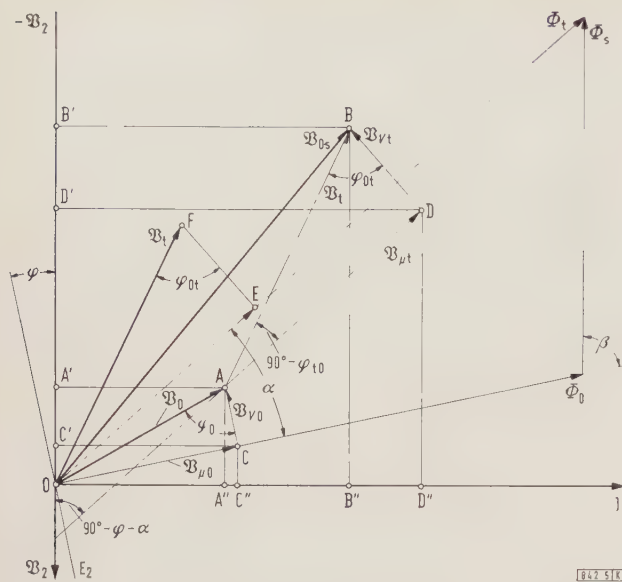


Bild 5. Zeigerdiagramm zur Bestimmung des Strom- und Winkelfehlers.

$OC = |B_{\mu 0}| = |S_{\mu}| l_0$ die magnetisierende Komponente von B_0 ,

$CA = |B_{v0}| = |S_v| l_0$ die Verlustkomponente von B_0 ,

φ_0 den Verlustwinkel zwischen den Zeigern B_0 und B_{v0} ,

$AB = OF = |B_t| = |S_t| l_t$ die magnetomotorische Kraft (MMK) im Abschnitt l_t des Flusses Φ_t ,

$AD = OE = |B_{\mu t}| = |S_{\mu t}| l_t$ die magnetisierende Komponente von B_t ,

$DB = EF = |B_{vt}| = |S_{vt}| l_t$ die Verlustkomponente von B_t , φ_{vt} den Verlustwinkel zwischen den Zeigern B_t und B_{vt} .

Werden die Fehler im Zusammenhang mit $|B_0|$ und $|B_t|$ angegeben, so erhält man für die Beträge des Stromfehlers F und des Winkelfehlers δ

$$F = \frac{OA' + A'B'}{|B_1|} = \frac{|B_0| \cos(\varphi_0 - \varphi) + |B_t| \cos(\varphi_{0t} - \varphi - \alpha)}{|B_1|} \quad (9)$$

$$\delta = \frac{OA'' + A''B'}{|B_1|} = \frac{|B_0| \sin(\varphi_0 - \varphi) + |B_t| \sin(\varphi_{0t} - \varphi - \alpha)}{|B_1|} \quad (10)$$

Im Zusammenhang mit den Komponenten von $|B_0|$ und $|B_t|$ wird dagegen

$$F = \frac{(OC' + C'A') + (A'D' + D'B')}{|B_1|} = \frac{|B_{\mu 0}| \sin \varphi + |B_{v0}| \cos \varphi + |B_{\mu t}| \sin(\varphi + \alpha) + |B_{vt}| \cos(\varphi + \alpha)}{|B_1|} \quad (11)$$

$$\delta = \frac{(OC'' - C''A'') + (A''D'' + D''B'')}{|B_1|} = \frac{|B_{\mu 0}| \cos \varphi - |B_{v0}| \sin \varphi + |B_{\mu t}| \cos(\varphi + \alpha) - |B_{vt}| \sin(\varphi + \alpha)}{|B_1|} \quad (12)$$

Durch diese Gleichungen lassen sich die Fehler der Grundschwingung in Übereinstimmung mit der in [3] gegebenen Vorstellung bringen, indem man die Wirkung der Vormagnetisierung des Streukraftflusses im Gebiet der Wicklungen abliest.

Dieselben Gleichungen sind auch zum Berechnen der Fehler anwendbar, indem man die Wirkung der Vormagnetisierung des Streuflusses gemäß [1] berücksichtigt. Im allgemeinsten Fall kann analog auch der Einfluß einer anderen Vormagnetisierung des Stromwandlers abgelesen werden, indem man jeweils die konkreten Besonderheiten in Betracht zieht, beispielsweise den Einfluß des magnetischen Nebenschlusses zwischen den beiden Wicklungen.

Einfluß der höheren Harmonischen von Φ_s

Die höheren Harmonischen — Index f — üben grundsätzlich einen Einfluß auf die Verluste aus, infolgedessen ergibt sich eine entsprechende Verkleinerung des Fehlwinkels (Gl. 12).

Die höheren Harmonischen des Streuflusses Φ_s haben auch einen anderen Einfluß, sofern sie unabhängig von Φ_0 betrachtet werden können.

1. Wenn die Summe aus der Induktion B_t und der Induktion B_{sf} , die den höheren Harmonischen von Φ_s entspricht, genügend klein ist, so daß die Induktion

$$B_{ti} = B_t + B_{sf}$$

im unteren Knick der Magnetisierungskurve liegt, dann wird die Magnetisierungskomponente kleiner, als wenn $B_{sf} = 0$ ist. Außerdem wird die Magnetisierungskurve nach der Theorie der Magnetverstärker linear. Diese Verkleinerung kann bisweilen eine Verbesserung des Stromfehlers — wenn so eine Bedingung zustande kommt —, d. h. eine Verkleinerung bringen.

2. Wenn die Induktion B_{ti} über dem unteren Knick der Magnetisierungskurve liegt, so wird der Wert der Feldstärke H_{ti} größer als bei $B_{ti} = 0$, jedoch ergibt sich wieder eine Linearisierung der Magnetisierungskurve.

Der Streufluß Φ_s kann durch einen magnetischen Nebenschluß zum Schenkel der Sekundärwicklung erhöht werden. Dabei nehmen die höheren Harmonischen stark zu, wenn der Nebenschluß rasch gesättigt ist. Ihr Einfluß auf die Fehler wird stärker.

Schätzung des Einflusses der Streuung

Gl. (1) und (2) können so geschrieben werden, daß die absolute Permeabilität μ und die Induktion B einen realen Wert haben. Es muß dabei die Bedingung erfüllt sein, daß μ und B an allen Stellen des Eisenkernes konstant bleiben, wie es in Gl. (9) bis (12) verlangt wird. Folglich ist im Grunde genommen kein Schluß auf den Einfluß von Φ_s zu ziehen, weil $\mu = f(B)$ und somit μ und B nicht getrennt bestehen können. Es liegt keine Veranlassung vor, die Größen μ und B unabhängig voneinander zu betrachten, denn beide sind Funktionen voneinander. Die Behauptung im Fachschrifttum, daß die Fehler kleiner werden, beruht auf der Voraussetzung, daß μ bei konstantem B zunimmt, was überhaupt nicht stimmt, sondern, wie oben gezeigt wurde, die entgegengesetzte Behauptung zur Geltung kommt.

Sitzen die primären und sekundären Wicklungen auf beiden Schenkeln, so äußert sich die Wirkung der Vormagnetisierung infolge der Streuflüsse verschiedenartig in den Jochen und Schenkeln. Sitzt die Primärwicklung auf einem und die Sekundärwicklung auf dem anderen oder z. T. auf dem einen und dem anderen Schenkel, so nimmt der Streufluß gegenüber dem Fall zu, daß die Wirkung nur auf einem Schenkel sitzt. Infolgedessen wird auch der Einfluß des Streuflusses auf die Fehler größer.

Zusammenfassung

Die Vormagnetisierung des Streuflusses vergrößert den Stromfehler und verbessert den Fehlwinkel in bestimmten Grenzen. Die angeführten Erklärungen vom Einfluß der Streuung können auch zur Erklärung der Wirkungsweise des Stromwandlers mit magnetischem Nebenschluß, mit Eigenstromvormagnetisierung usw. dienen. Die höheren Harmonischen im Kraftfluß verkleinern den Fehlwinkel insofern, als sie die Wirkverluste erhöhen und dadurch den Stromfehler vergrößern.

Schrifttum

- [1] Goldstein, J.: Die Meßwandler, ihre Theorie und Praxis. Birkhäuser Verlag, Basel 1952.
- [2] Pentschev, P. R.: Elektrische Apparate, 1. Teil. Sofia 1956.
- [3] Pentschev, P. R.: Über die Streuung der Transformatoren. Berichte der TH für Masch.-Bau u. Elektrotechn. Bd. 5, H. 2. Sofia 1959.

Über hinreichende Bedingungen für ein Minimum der Brennstoffkosten im optimalen Verbundbetrieb

Von Klaus Theilsiefje, Erlangen*)

DK 621.311.16.003

Einleitung

Der wirtschaftlich optimale Verbundbetrieb fordert die Lösung einer Minimalaufgabe mit vielen Veränderlichen. Bekanntlich ist es in solchen Fällen kaum möglich, notwendige und gleichzeitig hinreichende Bedingungen zu ermitteln. Es müssen also hier hinreichende Bedingungen unabhängig von den notwendigen Forderungen ermittelt werden, die es gestatten, sich schnell und ohne großen Zeitaufwand Klarheit darüber zu verschaffen, ob es sich um ein Maximum, Minimum oder einen Sattelpunkt bei den Gesamtkosten handelt. Dabei muß aber immer berücksichtigt werden, daß alle hinreichenden Bedingungen in diesem Problem nicht unbedingt erfüllt sein müssen, sondern daß die Wahrscheinlichkeit, daß kein Minimum der Gesamtkosten vorliegt, wenn die hinreichende Bedingung nicht erfüllt ist, möglichst groß sein soll. In dieser Hinsicht ist die bisherige hinreichende Bedingung, die gleichförmiges Steigen aller Zuwachskostenkurven fordert, zu scharf und erfaßt nicht alle Verhältnisse der Praxis [1 bis 3]. Gegenstand dieser Untersuchung soll es sein, ausgehend von einer allgemeinen hinreichenden Bedingung, die aber auf Grund ihrer Kompliziertheit schwer zu benutzen ist, einfache Bedingungen für die Praxis zu entwickeln. Voraussetzung für die folgenden Ableitungen ist die Stetigkeit des Problems, das heißt alle Zuwachskostenkurven sind in der Umgebung des Lösungspunktes mindestens einmal stetig differenzierbar.

Notwendige Bedingungen für ein Kostenminimum

Die Funktion [4 bis 10], deren Minimum zu bestimmen ist, lautet bekanntlich — ein Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen befindet sich am Ende des Aufsatzes —

$$\varphi(P_1 \dots P_n) = \sum_{i=1}^n K_i(P_i) \rightarrow \min, \quad (1)$$

das heißt, es soll ein Minimum der Brennstoffkosten aller Kraftwerke erreicht werden, wobei die Veränderlichen der Nebenbedingung, daß nämlich die Summe der eingespeisten Leistungen abzüglich der Netzverluste gleich der Summe der abgenommenen Leistungen

$$\psi(P_1 \dots P_n) = \sum_{i=1}^n P_i - P_V(P_1 \dots P_n) - \sum_{r=1}^m P_{Lr} = 0, \quad (2)$$

sein muß, genügen müssen. Da sich die Untersuchung auf einen vorgegebenen Lastzustand im Netz beziehen soll, muß die Summenleistung der Abnehmer

$$\sum_{r=1}^m P_{Lr} = \text{const} \quad (2a)$$

gesetzt werden. Mit Hilfe eines unbestimmten Lagrange-faktors, der gewöhnlich mit λ bezeichnet wird, lassen sich Gl. (1) und (2) verbinden zu

$$I(P_1 \dots P_n) = \varphi + \lambda \Psi. \quad (3)$$

Als notwendige Bedingungen für ein Minimum müssen die partiellen ersten Ableitungen von Gl. (3) nach den unabhängigen Werten P_i verschwinden, also muß sein

$$I_{P_i} = \varphi_{P_i} + \Psi_{P_i} = 0 \quad (4)$$

und

$$\Psi = 0.$$

Durch dieses gewöhnlich nichtlineare Gleichungssystem (4) sind diejenigen Punkte festgelegt, die extreme Werte liefern.

Hinreichende Bedingungen für ein Kostenminimum

Um diese extremen Punkte [1 bis 3, 11] näher zu untersuchen, entwickelt man Gl. (3) in der Umgebung jedes Lösungspunktes in eine Taylorreihe und bricht nach dem dritten Glied ab, so daß man

$$I(x) = I_0 + \frac{\Delta x}{1!} \cdot \frac{dI}{dx} + \frac{(\Delta x)^2}{2!} \cdot \frac{d^2 I}{dx^2} + \dots \quad (5)$$

erhält. Darin ist x eine gemeinsame Hilfsveränderliche. In genügend naher Umgebung der Lösungspunkte muß das zweite Glied in Gl. (5) als notwendige Bedingung verschwinden, denn dort wird

$$\frac{\Delta x}{1!} \cdot \frac{dI}{dx} = dI = \sum_{i=1}^n \frac{\partial I}{\partial P_i} \cdot dP_i = 0.$$

Es muß dann als hinreichende Bedingung für ein Minimum gefordert werden, daß

$$I(x) - I_0 = \frac{(\Delta x)^2}{2!} \cdot \frac{d^2 I}{dx^2} > 0,$$

das heißt, daß jeder Funktionswert in der Umgebung des Lösungspunktes größer ist als der des Lösungspunktes. Daraus folgt aber, daß die zweite vollständige Ableitung von I in der Umgebung des Lösungspunktes größer als Null sein muß. Es ist also

$$d^2 I > 0. \quad (6)$$

Jetzt muß aber beachtet werden, daß die Abweichungen vom Lösungspunkt Einschränkungen unterworfen sind, denn es muß auch noch Gl. (2) erfüllt bleiben. Man muß deshalb auch von Gl. (2) das vollständige Differential bilden, so daß man

$$\sum_{i=1}^n dP_i - dP_V = 0 \quad (7)$$

erhält. Durch Auflösen erhält man aus Gl. (7)

$$\sum_{i=1}^n \left(1 - \frac{\partial P_V}{\partial P_i} \right) dP_i = 0, \quad (8)$$

worin

$$1 - \frac{\partial P_V}{\partial P_i} = l_i \quad (9)$$

der reziproke Verlustkorrekturfaktor ist, den man zur Abkürzung mit l_i bezeichnet. Damit geht Gl. (8) unter Einsatz von Gl. (9) über in

$$\sum_{i=1}^n l_i \cdot dP_i = 0. \quad (10)$$

Aus Gl. (10) läßt sich eine der Abweichungen, z. B. die n -te Abweichung, durch die übrigen ausdrücken

$$dP_n = - \sum_{i=1}^{n-1} \frac{l_i}{l_n} \cdot dP_i. \quad (11)$$

Aus Ungleichung (6) folgt aus der Definition der vollständigen Ableitungen

*) Dr.-Ing. K. Theilsiefje ist Entwicklungsingenieur der Siemens-Schuckertwerke AG, Erlangen. Der Aufsatz ist ein Auszug aus dem einleitenden Kapitel der Dissertation des Verfassers an der TU Berlin.

$$d^2 f = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{\partial^2 f}{\partial P_i \partial P_k} dP_i dP_k > 0. \quad (12)$$

Wenn man in Gl. (12) ebenfalls die n -te Abweichung ausklammert, so erhält man

$$d^2 f = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\partial^2 f}{\partial P_i \partial P_k} dP_i dP_k + 2 dP_n \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial^2 f}{\partial P_i \partial P_n} dP_i + \frac{\partial^2 f}{\partial P_n^2} (dP_n)^2. \quad (13)$$

Setzt man Gl. (11) in Gl. (13) ein, so wird

$$d^2 f = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\partial^2 f}{\partial P_i \partial P_k} dP_i \cdot dP_k - 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{l_i}{l_n} \cdot \frac{\partial^2 f}{\partial P_n \partial P_k} dP_i \cdot dP_k + \frac{\partial^2 f}{\partial P_n^2} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{k=1}^{n-1} \frac{l_i l_k}{l_n^2} dP_i \cdot dP_k.$$

Durch Zusammenfassen der einzelnen Summen wird daraus

$$d^2 f = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{k=1}^{n-1} \left(\frac{\partial^2 f}{\partial P_i \partial P_k} - 2 \frac{l_i}{l_n} \cdot \frac{\partial^2 f}{\partial P_n \partial P_k} + \frac{l_i l_k}{l_n^2} \cdot \frac{\partial^2 f}{\partial P_n^2} \right) \cdot dP_i dP_k > 0.$$

Um diese quadratische Form in eine symmetrische Form zu bringen, klammert man $l_i l_k$ aus und erhält

$$d^2 f = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{k=1}^{n-1} \left(\frac{f_{P_i P_k}}{l_i l_k} - 2 \frac{f_{P_n P_k}}{l_n l_k} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} \right) l_i dP_i l_k dP_k > 0. \quad (14)$$

In der Praxis kann als allgemein gültig angenommen werden, daß

$$l_i = 1 - \frac{\partial P_V}{\partial P_i} > 0$$

ist, da die Netzverluständerung immer kleiner ist als die sie hervorrufoende Änderung der einspeisenden Leistungen. Man kann also

$$l_i dP_i = dP_i^*$$

setzen. Damit die quadratische Form der Gl. (14) positiv definit¹⁾ ist, muß deren Koeffizientenmatrix (14a)

$$\begin{vmatrix} \frac{f_{P_1 P_1}}{l_1^2} - 2 \frac{f_{P_n P_1}}{l_n l_1} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} & \frac{f_{P_1 P_2}}{l_1 l_2} - 2 \frac{f_{P_n P_2}}{l_n l_2} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} & \dots & \frac{f_{P_1 P_{n-1}}}{l_1 l_{n-1}} - 2 \frac{f_{P_n P_{n-1}}}{l_n l_{n-1}} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} \\ \frac{f_{P_2 P_1}}{l_2 l_1} - 2 \frac{f_{P_n P_1}}{l_n l_1} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} & \frac{f_{P_2 P_2}}{l_2^2} - 2 \frac{f_{P_n P_2}}{l_n l_2} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} & \dots & \frac{f_{P_2 P_{n-1}}}{l_2 l_{n-1}} - 2 \frac{f_{P_n P_{n-1}}}{l_n l_{n-1}} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{f_{P_{n-1} P_1}}{l_{n-1} l_1} - 2 \frac{f_{P_n P_1}}{l_n l_1} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} & \frac{f_{P_{n-1} P_2}}{l_{n-1} l_2} - 2 \frac{f_{P_n P_2}}{l_n l_2} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} & \dots & \frac{f_{P_{n-1} P_{n-1}}}{l_{n-1}^2} - 2 \frac{f_{P_n P_{n-1}}}{l_n l_{n-1}} + \frac{f_{P_n P_n}}{l_n^2} \end{vmatrix} \quad (14a)$$

positiv definit sein, d.h. es müssen alle Hauptabschnittsdeterminanten der Matrix positiv sein.

Hinreichende Bedingung unter Vernachlässigung der Netzverluste

Der Nachweis der positiven Definitheit von Gl. (15) ist in dieser allgemeinen Form schwer zu bringen, da dann alle

Hauptabschnittsdeterminanten untersucht werden müßten. Damit man aber trotzdem für die Praxis ausreichende Aussagen machen kann, sollen zunächst die Netzverluste vernachlässigt werden; dann werden die Ausdrücke

$$l_i = 1 \quad \text{und} \quad dP_i = dP_i^*,$$

sowie

$$f_{P_i P_k} = \frac{\partial}{\partial P_k} \left[\frac{dK_i}{dP_i} - \lambda \left(1 - \frac{\partial P_V}{\partial P_i} \right) \right] = \begin{cases} 0 & \text{für } i \neq k \\ \frac{d^2 K_i}{dP_i^2} & \text{für } i = k \end{cases}$$

da K_i nur eine Funktion der jeweils zugehörigen Wirkleistung P_i ist und $\partial P_V / \partial P_i$ verschwindet.

Die Koeffizientenmatrix der quadratischen Form Gl. (14) vereinfacht sich dann zu

$$\begin{vmatrix} d^2 K_1 + \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} & \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} & \dots & \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} \\ \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} & d^2 K_2 + \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} & \dots & \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} & \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} & \dots & \frac{d^2 K_{n-1}}{dP_{n-1}^2} + \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} \end{vmatrix} = \mathfrak{B}. \quad (15)$$

Es muß also werden

$$d\mathfrak{B}_t \mathfrak{B} d\mathfrak{B} < 0. \quad (16)$$

In Ungleichung (16) kann man aber auf Grund der Unabhängigkeit der Komponenten des Vektors $d\mathfrak{B}$ alle Komponenten bis auf eine willkürlich zu Null machen, dann bleibt somit übrig

$$\left(\frac{d^2 K_i}{dP_i^2} + \frac{d^2 K_n}{dP_n^2} \right) (dP_i)^2 > 0. \quad (17)$$

Damit Gl. (17) positiv bleibt, darf einer der beiden Summanden negativ sein, solange die Summe positiv bleibt. Daraus läßt sich schließen, daß in der Koeffizientenmatrix eine und nur eine zweite Ableitung einer Absolutkostenkurve negativ sein darf. Nimmt man dagegen an, es seien zwei solcher Ableitungen negativ, dann läßt sich durch Umnummerieren²⁾ immer erreichen, daß diese beiden Ableitungen zusammen ein Hauptdiagonalelement der Matrix (15) bilden, woraus folgt, daß dann der Ausdruck (17) negativ würde. Ohne Einschränkung der allgemeinen Gültigkeit kann man also annehmen, daß z. B.

$$\frac{d^2 K_n}{dP_n^2} < 0 \quad (18)$$

sei. Es müssen dann, damit die quadratische Form positiv

definit bleibt, alle Hauptabschnittsdeterminanten von Gl. (15) positiv sein. In diesem Fall ist aber leicht zu zeigen, was ohne weiteres genügt, daß die Gesamtdeterminante positiv sein muß, da dann auf Grund der besonderen Form von Gl. (15) auch alle Hauptabschnittsdeterminanten positiv sind, denn der Wert der Determinante D ist

²⁾ Das Umnummerieren geschieht so, daß man in Gl. (11) eine andere Abweichung durch die übrigen Abweichungen ausdrückt und dann die Rechnung wiederholt.

¹⁾ definit bedeutet, daß die Werte nur einerlei Vorzeichen annehmen können, welche Werte auch immer der Veränderlichen gegeben werden.

$$D = \prod_{i=1}^n \frac{d^2 K_i}{d P_i^2} \sum_{i=1}^n \frac{1}{d^2 K_i / d P_i^2}, \tag{19}$$

wie leicht nachgeprüft werden kann. Da nur eine zweite Ableitung negativ sein darf, ist mit Gl. (18)

$$\prod_{i=1}^n \frac{d^2 K_i}{d P_i^2} < 0.$$

Es muß also dann gefordert werden, daß der zweite Faktor in Gl. (19), nämlich

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{d^2 K_i / d P_i^2} < 0, \tag{20}$$

ebenfalls negativ wird, damit das Produkt wieder positiv wird. Der Grenzfall ist sicher der, wenn Gl. (20) zu Null wird, also

$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{d^2 K_i / d P_i^2} = 0.$$

Hieraus läßt sich die Grenze für die zugelassene negative Steigung der n -ten Zuwachskostenkurve ermitteln zu

$$-\frac{d^2 K_n}{d P_n^2} < \frac{1}{\sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{d^2 K_i / d P_i^2}} \tag{21}$$

Für Gl. (21) ist auch leicht einzusehen, daß die Determinanten mit $m < (n-1)$ nicht betrachtet zu werden brauchen, da dann die rechte Seite von Gl. (21) sicher größer wird. Das bedeutet aber, daß eine Erhöhung der positiven Glieder der Summe im Nenner der rechten Seite unbedingt eine Verschärfung der Forderung an die linke Seite der Ungleichung (21) zur Folge hat.

Geometrisch läßt sich die Bedingung Gl. (21) so deuten, daß der Betrag der negativen Steigung der fallenden Zuwachskostenkurve mindestens kleiner sein muß als die mittlere Steigung der Summenzuwachskostenkurve, die sich aus der Kombination aller übrigen Zuwachskostenkurven im Lösungspunkt ergibt.

Der Einfluß der Netzverluste schwächt diese Forderung gewöhnlich etwas ab, denn wenn man die bekannten Verlustformeln zugrunde legt, so sind diese durch Aufsummieren aller kraftwerksanteiligen Netzverluste entstanden, so daß man schreiben kann

$$P_V = \sum_{i=1}^n P_{Vi} = \sum_{i=1}^n P_i \sum_{k=1}^n B_{ik} P_k.$$

Die anteiligen Netzverluste eines Kraftwerks sind also

$$P_{Vi} = P_i \sum_{k=1}^n B_{ik} P_k. \tag{22}$$

Durch partielle Differentiation von P_V nach P_i erhält man für die differentiellen Netzverluste

$$\frac{\partial P_V}{\partial P_i} = 2 \sum_{k=1}^n B_{ik} P_k.$$

Mit Hilfe von Gl. (22) kann man aber dann die differentiellen Netzverluste durch die am Kraftwerk anteiligen Netzverluste ausdrücken, und zwar durch

$$\frac{\partial P_V}{\partial P_i} = \frac{2 P_{Vi}}{P_i}. \tag{22a}$$

Wenn man jetzt zu dem System der notwendigen Bedingungen für ein Kostenminimum, dem sogenannten Optimierungsgleichungssystem, zurückkehrt, also zu

$$\frac{d K_i}{d P_i} = \lambda \left(1 - \frac{\partial P_V}{\partial P_i} \right),$$

so wird mit Gl. (22a) daraus

$$\frac{d K_i}{d P_i} \cdot \frac{1}{1 - (2 P_{Vi} / P_i)} = \lambda. \tag{23}$$

Bei positiv ins Netz speisenden Kraftwerken ist P_{Vi} gewöhnlich positiv, so daß, wenn man die linke Seite der Gl. (23) zu „Ersatzkostenkurven bezogen auf den Abnehmer-schwerpunkt“ zusammenfaßt, diese stärker steigend werden. Selbstverständlich ist diese Erklärung des Einflusses der Netzverluste nur als Plausibilitätserklärung zu werten, da eine Zusammenfassung in dem oben beschriebenen Sinne nicht möglich ist. Dieser Einfluß läßt einmal darauf schließen, daß die Grenze der zugelassenen negativen Steigung der Zuwachskostenkurve des n -ten Kraftwerks sich gewöhnlich etwas vergrößert und ferner, daß auch die erste rein qualitative Aussage, daß nämlich alle übrigen Zuwachskostenkurven in der Umgebung des Lösungspunktes steigend sein müssen, etwas abgeschwächt wird, da deren negative Steigung durch die differentiellen Netzverluste kompensiert werden kann. Gewöhnlich sind diese Einflüsse aber so klein, daß man auf deren Berücksichtigung verzichten kann, vor allem auch darum, weil man sich dann immer auf der sicheren Seite befindet.

Verhalten von λ mit veränderlicher Abnehmer-sammenleistung

Als hinreichende Bedingung würde Gl. (21) für die Praxis ausreichen [2]. Es hat sich aber herausgestellt, daß für die Ermittlung von Zuwachskostenkurven der Kraftwerke, bei denen eine kraftwerksinterne Optimierung des Zusammen-arbeitens der einzelnen Maschinen erforderlich ist, das im folgenden hergeleitete Kriterium von großem Nutzen ist. Dazu ist es notwendig, das Verhalten des Lagrange-faktors λ genauer zu untersuchen. Das System der notwendigen Bedingungen bei nicht vorhandenem Netz lautet

$$\frac{d K_i}{d P_i} = \lambda \tag{24a} \text{ und } \sum_{i=1}^n P_i = \sum_{r=1}^m P_{Lr}. \tag{24b}$$

Wenn man jetzt von der Bedingung Gl. (2a), daß die Summe der Abnehmerleistungen konstant sein soll, abgeht und die Lieferungszuwachskosten λ als Funktion der Abnehmersummenleistung

$$\sum_{r=1}^m P_{Lr}$$

auffaßt³⁾, kann man die ersten n Gleichungen nach λ differenzieren und bekommt

$$\frac{d^2 K_i}{d P_i^2} \cdot \frac{d P_i}{d \lambda} = 1. \tag{25}$$

Jetzt dividiert man alle Gl. (25) durch die jeweils zugehörigen Steigungen der Zuwachskostenkurven und summiert über alle i . Man erhält dann

$$\sum_{i=1}^n \frac{d P_i}{d \lambda} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{d^2 K_i / d P_i^2}. \tag{26}$$

Nach Gl. (24b) ist aber

$$\sum_{i=1}^n \frac{d P_i}{d \lambda} = \frac{d}{d \lambda} \sum_{i=1}^n P_i = \frac{d \sum_{r=1}^m P_{Lr}}{d \lambda}. \tag{27}$$

Der Kehrwert dieses Ausdruckes Gl. (27) gibt dann Auskunft über das Verhalten des Lagrange-faktors λ , wenn sich die Gesamtheit der Abnehmerleistungen ändert nach

3) $\sum_{r=1}^m P_{Lr}$ ist als Parameter aufzufassen; λ ist dann ein Maß für der Verschiebung des Absolutkostenminimums bei veränderlicher Abnehmersummenleistung.

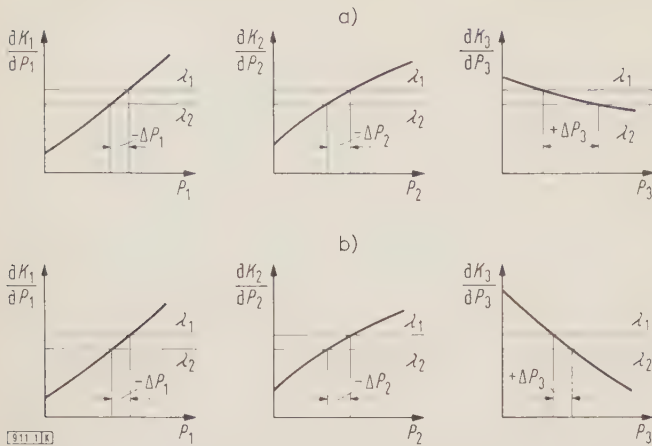


Bild 1. Zum Kriterium für ein Kostenminimum, wenn die Zuwachskostenkurve eines Kraftwerkes fallend ist. Erläuterungen im Text.

$$\frac{d\lambda}{d \sum_{i=1}^m P_{Li}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{d^2 K_i / d P_i^2}} \quad (28)$$

Die Größe λ ist dann steigend, wenn alle Zuwachskostenkurven steigend sind. Wenn aber eine der Zuwachskostenkurven fallend ist, was ja nach Gl. (26) zulässig ist, so fällt

auch $\lambda \left(\sum_{i=1}^m P_{Li} \right)$. Aus Ungleichung (20) folgt ja, daß die rechte Seite von Gl. (28) dann negativ wird. Wenn dagegen die Zuwachskostenkurve des n -ten Kraftwerkes noch stärker fällt, so daß ein Sattelpunkt in der Kostenfunktion vorliegt, so wird

$$-\frac{1}{d^2 K_n / d P_n^2} < \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{d^2 K_i / d P_i^2},$$

also auch

$$\frac{d\lambda}{d \sum_{i=1}^m P_{Li}} > 0.$$

Aus diesem Tatbestand kann man folgendes gut brauchbare Kriterium für ein Kostenminimum ableiten (Bild 1), nämlich, wenn bei wachsender Summenleistung

1. die Leistung eines Kraftwerkes steigt und die Leistungen aller anderen Kraftwerke sinken, so liegt ein Minimum vor,
2. die Leistungen eines Kraftwerkes oder eines Teils der Kraftwerke sinken, und die Leistungen aller anderen Kraftwerke steigen, so liegt ein Sattelpunkt vor.

Voraussetzung dafür ist, daß nicht alle Zuwachskostenkurven gleichzeitig fallend sind, denn dann hat man es mit einem Maximum zu tun. In Verbindung mit Bild 1 soll

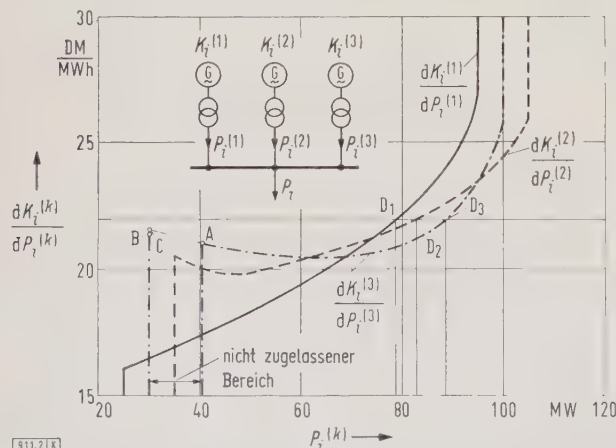


Bild 2. Zur Bestimmung einer Gesamtzuwachskostenkurve eines Kraftwerkes mit drei Maschineneinheiten. Zuwachskostenkurven der drei Maschinen.

dieses Kriterium an den Beispielen 1 und 2 näher erläutert werden.

Beispiel 1 (Bild 1a)

Wenn man λ um den Betrag $(\lambda_2 - \lambda_1)$ verkleinert, verkleinern sich ebenfalls die Leistungen P_1 und P_2 um die Beträge ΔP_1 und ΔP_2 , während sich die Leistung P_3 um den Betrag ΔP_3 vergrößert. Es ist aber

$$\Delta P_1 + \Delta P_2 < \Delta P_3,$$

so daß sich die Summenleistung dabei vergrößert hat. In diesem Fall liegt noch ein Minimum der Gesamtkosten vor. Umgekehrt kann man sagen, wenn bei zunehmender Summenleistung die Leistung des Kraftwerkes mit fallender Zuwachskostenkurve steigt, während die Leistungen der

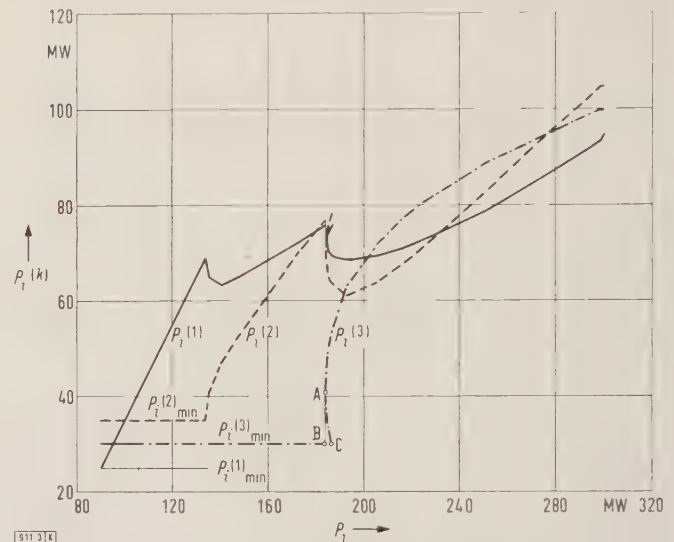


Bild 3. Zur Bestimmung einer Gesamtzuwachskostenkurve eines Kraftwerkes mit drei Maschineneinheiten.

Die drei Teilleistungen als Funktionen der gesamten abgegebenen Leistung des Kraftwerkes, ermittelt aus den Teilzuwachskostenkurven.

übrigen Kraftwerke sinken, hat man es mit einem Kostenminimum zu tun.

Beispiel 2 (Bild 1b)

Hier ist beim Verkleinern von λ um den gleichen Betrag

$$\Delta P_1 + \Delta P_2 > \Delta P_3,$$

so daß sich die Summenleistung dabei verkleinert hat. In diesem Fall liegt ein Sattelpunkt in der Kostenfläche vor. Umgekehrt gilt: wenn bei steigender Summenleistung die Leistung des Kraftwerkes mit fallender Kostenkurve abnimmt, während die Leistungen der übrigen Kraftwerke steigen, so hat man es mit einem Sattelpunkt zu tun.

Man kann also allein aus dem Fahrplan der Kraftwerke in Abhängigkeit der Summenleistung entscheiden, ob ein Minimum oder Sattelpunkt der Kostenfläche vorliegt.

Beispiel

Als Beispiel soll die Ermittlung der Gesamtzuwachskostenkurve eines Kraftwerkes mit drei Maschineneinheiten, die untereinander verschieden sind, ermittelt werden (Bild 2). Diese Kurve setzt voraus, daß alle drei Maschinen eingeschaltet sind. Die Zuwachskostenkurve der Maschine 1 sei monoton steigend, während diejenigen der Maschinen 2 und 3 anfangs mehr oder weniger stark fallende Bereiche aufweisen. Man geht dann so vor, daß man, wie in Bild 2 gezeigt, willkürliche waagerechte Schnitlinien — hier bei $dK_i^{(k)} / dP_i^{(k)} = 22$ — einzeichnet und die Schnitpunkte D_1 , D_2 und D_3 mit den Zuwachskostenkurven $dK_i^{(1)} / dP_i^{(1)}$, $dK_i^{(2)} / dP_i^{(2)}$ und $dK_i^{(3)} / dP_i^{(3)}$ der einzelnen Maschinen feststellt. Dann ermittelt man die hierzu gehörenden Wirkleistungen und addiert diese, so daß man die gesamte vom Kraftwerk abgegebene Wirkleistung bekommt.

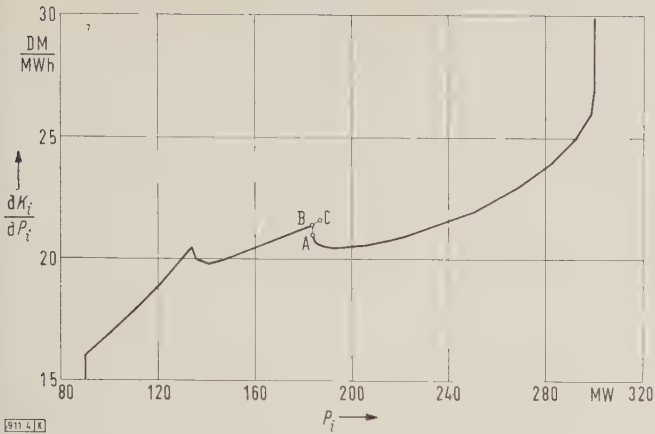


Bild 4. Zur Bestimmung einer Gesamtzuwachskostenkurve eines Kraftwerkes mit drei Maschineneinheiten.
Gesamtzuwachskostenkurve des Kraftwerkes.

Jetzt trägt man über der so erhaltenen Gesamtleistung des Kraftwerkes die Teilleistungen der Maschinen auf und erhält, nachdem man genügend viele solche Punktsysteme konstruiert hat, die Teilleistungen in Abhängigkeit der Gesamtlast des Kraftwerkes nach wirtschaftlich optimalen Gesichtspunkten (Bild 3). Ferner trägt man über der Gesamtlast des Kraftwerkes die jetzt gleichen Zuwachskosten der einzelnen Maschinen auf und bekommt die Gesamtzuwachskostenkurve des Kraftwerkes, die in Bild 4 dargestellt ist. Diese Gesamtzuwachskostenkurve ist selbstverständlich nur dann gültig, wenn auch die ihr zugrunde gelegte Lastverteilung auf die Maschinen vorgenommen wird.

Nachdem man diesen Rechengang durchgeführt hat, stellt man fest, daß die hinreichende Bedingung für ein Kostenminimum auch in den fallenden Bereichen der Teilzuwachskostenkurven durchweg erfüllt ist, mit Ausnahme in dem in Bild 2 gekennzeichneten Teil „nicht zugelassener Bereich“ der Maschine 3, die deshalb dort nicht gefahren werden darf. Aus den fallenden Bereichen folgt ferner, daß auch die Gesamtzuwachskostenkurve in dem Bereich fällt, wo eine der Maschinen sich auf einem fallenden Bereich seiner Zuwachskostenkurve befindet, wie es die hinreichende Bedingung vorschreibt. Durch den „nicht zugelassenen Bereich“ der Maschine 3 entstehen bei der zugehörigen Summenleistung Leistungssprünge in den Teilleistungen.

Wenn man dagegen die hinreichende Bedingung für ein Kostenminimum nicht beachten würde und nach gleichen Zuwachskosten bis zur Minimaleistung der Maschine 3 vom Punkt A (Bild 3) an zu kleineren Leistungen hin weiterfährt, so ergibt sich, daß die Summenleistung wieder zunimmt, wobei jetzt die Leistungen der Maschinen 1 und 2 ebenfalls steigen, die Leistung der Maschine 3 aber zunimmt. Nach Punkt 2 der hinreichenden Bedingung liegt dann ein Sattelpunkt und kein Minimum in der Kostenfläche vor. Dieser Bereich der Maschine darf darum nicht benutzt werden, solange sie mit den Maschinen 1 und 2 zusammenarbeitet. Andererseits kann man aber auch sagen, daß das Problem in diesem Bereich vom Punkt B und C zweideutig ist, d. h. es gibt hier zu jeder Summenleistung zwei Lastverteilungen, von denen aber immer eine einen Sattelpunkt und die andere ein Minimum liefert, wie in Bild 3 deutlich zu sehen ist.

In der Gesamtzuwachskostenkurve (Bild 4) wirkt sich dieser Effekt sehr überraschend aus. Diese Kurve erhält nämlich jetzt im Bereich BC zwei Äste, von denen der eine steigend und der andere fallend ist. Es gehört aber jetzt, ganz im Gegensatz zu den Erwartungen, der fallende Ast zum Kostenminimum, während der steigende Ast mit dem Sattelpunkt verbunden ist. Es ist also hier nur der fallende Bereich zulässig.

Selbstverständlich nimmt die Schärfe des Kostenminimums immer mehr ab, je weiter man sich der Grenze der hinreichenden Bedingung nähert, d. h. je mehr die Steigungen der Zuwachskostenkurven gegen Null gehen.

Verzeichnis der Formelzeichen

- B_{ik} Verlustkoeffizienten der Kronschen Netzverlustformel in MW⁻¹
- f Lagrange-Funktion
- K_i Absolutkosten des i -ten Kraftwerkes in DM/h
- dK_i Zuwachskosten des i -ten Kraftwerkes in DM/MWh
- d^2K_i Steigung der Zuwachskostenkurve des i -ten Kraftwerkes in DM/(MW² · h)
- l_i reziproker Penaltyfaktor
- m Anzahl der vorhandenen Lasten
- n Anzahl der vorhandenen Kraftwerke
- P_i Wirkleistung des i -ten Kraftwerkes in MW
- P_{Lr} Wirkleistung der r -ten Last in MW
- P_V Netzverlustwirkleistung in MW
- P_{Vj} sogenannte kraftwerksanteilige Netzverluste des i -ten Kraftwerkes in MW
- ∂P_V differentielle Netzverluste des i -ten Kraftwerkes
- ∂P_i gemeinsamer Parameter
- $\varphi; \Psi$ Funktionssymbole
- λ Lagrange-Faktor oder Lieferungszuwachskosten in DM/MWh

Zusammenfassung

Hinreichende Bedingungen für ein Minimum der gesamten Brennstoffkosten in einem Energieversorgungs-Unternehmen werden abgeleitet. Die Bedingungen sind so entwickelt worden, daß sich allein aus der Zuordnung der einzelnen Einspeiseleistungen zur Gesamtleistung des Systems auf Grund der notwendigen Bedingungen für ein Minimum der Gesamtkosten erkennen läßt, ob es sich auch tatsächlich um ein Minimum handelt. Diese Untersuchung ist erforderlich, da die notwendigen Bedingungen bekanntlich auch Maxima und Sattelpunkte liefern können.

Es stellt sich dabei heraus, daß auch fallende Zuwachskostenkurven entgegen der bisherigen Annahme Minimalösungen liefern können, und es darum nicht berechtigt ist, diese Bereiche von vornherein außer acht zu lassen. Zum Schluß veranschaulicht ein durchgeführtes Beispiel die Ergebnisse.

Schrifttum

- [1] Theilsiefje, K.: Berechnung der Zuwachskostenkurven von Dampfkraftwerken und Einfluß ihrer Unstetigkeiten auf die optimale Lastverteilung. Elektr.-Wirtsch. Bd. 57 (1958) S. 694-700.
- [2] Edelmann, H.: Beiträge zur Lösung des Lastverteilerproblems. Habilitationsschr. TH Darmstadt, 1959.
- [3] Theilsiefje, K.: Was kosten Netzverluste? Elektr.-Wirtsch. Bd. 59 (1960) S. 179-184.
- [4] Bauer, H.: Optimaler Verbundbetrieb. Arch. Elektrotechn. Bd. 42 (1955) S. 13-25.
- [5] Bauer, H.: Verbundbetrieb mit geringsten Verlustkosten. ETZ-A Bd. 76 (1955) S. 389-391.
- [6] Bauer, H.: Die Ermittlung der Verluste in Drehstromnetzen und das Optimierungsproblem des Lastverteilers. Elektr.-Wirtsch. Bd. 55 (1956) S. 180-183.
- [7] Bauer, H.: Günstigste Lastverteilung und Verluste in Drehstromnetzen. Elektr.-Wirtsch. Bd. 55 (1956) S. 600-605.
- [8] Bauer, H.: Der Sielomat, ein neues Rechengert für den Lastverteiler. VDE-Buchreihe Bd. 3: Anwendung elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik. VDE-Verlag Berlin, 1958.
- [9] Bauer, H., u. Edelmann, H.: Der Sielomat, ein Hilfsmittel des Lastverteilers für optimalen Kraftwerkeinsatz. I. Grundlagen des Verfahrens und Erläuterungen des Gerätes. Elektr.-Wirtsch. Bd. 57 (1958) S. 173-180. II. Zahlenbeispiele für den Einsatz des Gerätes bei rein thermischen und bei hydrothermischem Verbundbetrieb. Elektr.-Wirtsch. Bd. 57 (1958) S. 301-307. III. Exakte Begründung des Rechenverfahrens bei kombiniertem hydrothermischem Verbundbetrieb. Elektr.-Wirtsch. Bd. 57 (1958) S. 382-392.
- [10] Edelmann, H.: Ein Analoggerät zur Ermittlung und Steuerung eines Verbundbetriebs geringster Erzeugungskosten für die zu liefernde elektrische Energie, welches das Modellnetz enthält. VDE-Fachber. Bd. 20 (1958) S. 44-52.
- [11] Smirnov, W. J.: Lehrgang der höheren Mathematik. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1956.
- [12] George, E. E.: Intrasystem transmission losses. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. Bd. 62 (1943) S. 153-158.
- [13] Hano, I., u. Okazawa, T., u. Aoki, K., u. Nakaniwa, K.: Transmission-losses equation joint Meeting of the Institute of Electrical Engineers of Japan. Ber. 1955, Nr. 369.
- [14] Edelmann, H.: Verlustformel für ein Verbundnetz und Ausmessung der Verlustkoeffizienten. ETZ-A Bd. 79 (1958) S. 561-567.
- [15] Theilsiefje, K.: Automatischer und wirtschaftlich-optimaler Verbundbetrieb mit Speicherkraftwerken. Diss. TU Berlin, 1960.

Entwicklungsstand der automatischen Zeichenerkennung in den USA

Von Helmut Kazmierczak, Karlsruhe*)

DK 681.14-523.8 : 028

Grundsätzliches

Unter automatischer Zeichenerkennung versteht man das Ablesen und Erkennen gedruckter oder geschriebener Zeichen wie Ziffern, Buchstaben und Funktionszeichen durch Zeichenlesemaschinen. Sie findet Anwendung auf dem kaufmännischen Gebiet, im Bankwesen und im Postwesen. Ihre Aufgabe besteht darin, große Mengen anfallender gedruckter Informationen ohne Vermittlung des Menschen in die Maschinensprache umzusetzen (z.B. in Lochkarten, Lochstreifen, Magnetbänder) oder unmittelbar die Eingabe in elektronische Rechenanlagen zu übernehmen.

Bei vielen datenverarbeitenden Betrieben in den USA¹⁾ hat sich in den letzten Jahren ein stetiges Anwachsen der zu bearbeitenden Schriftstücke bemerkbar gemacht. Dies hat die Entwicklung von Zeichenlesemaschinen in den USA stark gefördert. Tafel 1 zeigt die z.Z. von verschiedenen Firmen gefertigten Zeichenlesemaschinen. Die USA stehen mit ihrem Fertigungsprogramm weit an erster Stelle. Voraussichtlich beteiligen sich auch noch andere Firmen an der Entwicklung, wie Radio Corporation of America (RCA), Philco Corporation, Remington Rand, North American Philips u. a.

Zeichenlesemaschinen

Die National Cash Register (NCR) mit Pitney Bowes, ferner Burroughs, IBM, National Data Processing und General Electric haben Zeichenlesemaschinen für spezielle in magnetischer Tinte gedruckte Zeichen konstruiert. Ausgewertet für die Zeichenerkennung werden hier Unterschiede der magnetischen Permeabilität. Der zur Verwendung kommende Zeichensatz E13B wurde in Zusammenarbeit mit dem American Bankers Association ausgearbeitet und besteht aus zehn Ziffern und vier Lokalisationszeichen. Zum Lesen wird meist ein Einspurlesekopf benutzt (IBM hat Vielspurlesekopf). Erkennungskriterium ist die Summe der aufmagnetisierten Zeichenlinien in der Vertikalen, durch die charakteristische Lesesignale erzeugt werden.

Angewendet werden die Lesemaschinen hauptsächlich für das Lesen der Kontonummern von Bankschecks und für das Schecksortieren nach einem bestimmten Verrechnungsweg. Die Bearbeitungsgeschwindigkeit von Schecks kann maximal 1500 Schecks/min betragen. Das Scheckformat darf in bestimmten Grenzen variieren (Dicke 0,1 bis 0,2 mm, Format 68 mm × 151 mm bis 103 mm × 230 mm). Ein Nachteil des Verfahrens besteht darin, daß die Drucktoleranzen der Zeichen genau eingehalten werden müssen. Von Vorteil ist, daß das Erkennungssystem (elektrischer Korrelationsvergleich) verhältnismäßig sicher arbeitet und wenig beeinflusst wird durch gekitterte Schecks, Aufschriften und durch Überstempeln sowie Überkleben der zu erkennenden Ziffern; ferner ist die Zeichenlesegeschwindigkeit groß (etwa 3000 Z/s).

Die Intelligent Machines Research Corporation (IMR) in Gemeinschaft mit Farrington war die erste Firma, die kommerzielle Zeichenlesemaschinen für Zeichen baute, die in rein optischen Kontrasten vorliegen. Sie hat z.Z. das umfangreichste Programm mit mehr als fünf verschiedenen Modellen. Als Zeichensatz werden z.B. benutzt: zehn Ziffern, gedruckt in Self-check, Buchstaben eines 5 × 7-Mosaikdruckers oder alphanumerische Zeichen in der Farrington Specification 12 H 1, einer bestimmten Druckart. Self-check ist eine besondere Druckart für Ziffern, die eine größere Erkennungssicherheit bei starken Verschmutzungen des

Zeichenuntergrunds bietet. Die Zeichen werden mittels Schlitzdrehzscheibe spaltenweise für jedes zu erkennende Zeichen abgetastet. Ausgewertet werden die Längen der abgetasteten Zeichenlinien.

Angewendet werden diese Lesemaschinen bei der Berechnung von Treibstoffrechnungen (Kreditkartensystem), bei der Lagerbestellung und bei der Reisescheckverrechnung. Hierbei werden Kontonummern automatisch abgelesen und in Karten gelocht. Weitere Anwendungen sind das Herstellen von Rechnungsabschnitten in einem öffentlichen Versorgungsbetrieb und die Herstellung von bedruckten und gelochten Schecks für die Dividendenauszahlung, wobei elektronische Rechenanlagen Verwendung finden, welche die nötigen Informationen gespeichert haben und weitere Informationen (jeweils dem neuesten Stand entsprechend) errechnen.

Die Fördereinrichtung der Zeichenleser ist entweder für Karten oder für Seiten vorgesehen. Die Bearbeitungsgeschwindigkeit beträgt maximal 180 Karten/min oder 10 Zeilen/s. Die Zeichenlesegeschwindigkeit beträgt maximal 500 Z/s.

Tafel 1. Übersicht über den Stand der Entwicklung der Zeichenlesemaschinen.

Hersteller	Herstellerland	Zeichendruck	Zeichensatz	Modell	maximale Lesegeschwindigkeit Z/s
IBM	USA				
National Cash Register	USA	spezielle magnetisierbare Zeichen (E 13 B)	Ziffern und vier Lokalisationszeichen	Sorter-Reader	3000
Pitney Bowes					
Burroughs	USA				
National Data Processing	USA				
General Electric	USA				
Rabinow	USA	normal	Ziffern, Buchstaben und Symbole	Page- und Card-Reader	2000
Intelligent Machines Research Corp., Farrington	USA	Self-check, Farrington-Specification	Ziffern, Buchstaben und Interpunktionszeichen	Page- und Card-Reader (5 Modelle)	500
IBM	USA	normal	Ziffern	Page-Reader	500
Solartron	England	spezielle Zeichen	Ziffern und einige Symbole	ERA	300
	England	spezielle magnetisierbare Zeichen	Ziffern	FRED (in Entwicklung)	mehr als 3000
Bull	Frankreich	spezielle magnetisierbare Zeichen	Ziffern	in Entwicklung	weniger als 3000
Standard Elektrik Lorenz	Deutschland	normal	Ziffern	ZL 57	400
Institut für Nachrichtenverarbeitung, Karlsruhe	Deutschland	beliebig	Ziffern und einige große Buchstaben	in Entwicklung	3000
Electrical Laboratory, Tokio	Japan	spezielle Zeichen	alphanumerische Zeichen	in Entwicklung	100

*) Dipl.-Phys. H. Kazmierczak ist Mitarbeiter am Institut für Nachrichtenverarbeitung und Nachrichtenübertragung der TH Karlsruhe.

1) Dieser Bericht behandelt die Ergebnisse einer Informationsreise in den USA. Der Verfasser dankt dem Deutschen Akademischen Austauschdienst (DAAD) für die finanzielle Unterstützung, ebenso dem Deutschen Blindenverband.

Ein Vorteil der optischen Zeichenleser besteht darin, daß für die Zeichenherstellung keine neuen Büromaschinen erforderlich sind. Nachteilig ist, daß die Erkennungssicherheit stärker durch Verschmutzungen der Zeichen beeinträchtigt wird. Deshalb muß z. B. den Kontonummern eine zusätzliche Ziffer zugefügt werden, welche die Zahl selbstprüfend und diese bei einem vorkommenden Nicht-Erkant-Signal für ein Zeichen korrigierbar macht.

Die Rabinow Eng. Comp. stellen optische Zeichenlesemaschinen im Auftrag der RCA her, die für die direkte Eingabe für Rechenanlagen (on-line computer input) gedacht sind. Angewandt wird ein teilparalleles Abtastverfahren mit 24 Photodioden. Hergestellt werden sowohl Kartenleser (maximal 2000 Z/s) als auch Seitenleser (maximal 600 Z/s). Für das Erkennungssystem wird ein teilweiser elektrischer Korrelationsvergleich benutzt. Früher hergestellte Modelle von Lesemaschinen arbeiteten nach einem optischen Maskenvergleich.

Die IBM hat außer magnetischen Systemen auch einen optischen Zeichenleser entwickelt. Das Abtastverfahren ist ähnlich wie das von IMR (Intelligent Machines Research Corp.) und Farrington. Die Lesegeschwindigkeit dürfte daher auch maximal bei 500 Z/s liegen. Der Zeichensatz besteht aus üblichen gedruckten Ziffern und einigen Symbolen. Bei Burroughs werden z. Z. sämtliche bekanntgewordenen optischen Abtastverfahren untersucht.

Verschiedene andere Systeme zur Zeichenerkennung

Vom National Bureau of Standards (NBS) wurden im Auftrag des Rome Air Development Center die bekanntgewordenen Verfahren zur automatischen Zeichenerkennung zusammengestellt und Vorschläge für ein geeignetes System gemacht. Bei den Post Office Laboratories hatte das NBS beratende Tätigkeit in Fragen des Adressenlesens zur automatischen Briefsortierung. Von dort kamen Vorschläge, daß von Großfirmen zum Adressenschreiben Maschinen mit gleichem Zeichensatz (möglichst mit Zeichenfeld, bestehend aus 5×7 Rasterelementen) benutzt werden sollten, damit Zeichenlesemaschinen verwendet werden können; als Zwischenlösung soll ein visuelles Adressenlesen und manuelles Aufdrucken eines Adressencodes in phosphoreszierender Tinte eingeführt werden.

Im NBS werden z. Z. Systeme mit einer Erkennungslogik für komplexe Zeichen simuliert. Automatisch erkannt und codiert werden sollen Informationen aus graphischen und bildlichen Darstellungen. Untersuchungen wurden über das Komprimieren und Codieren dieser Informationen zwecks Speicherung und anschließendem Reproduzieren der bildlichen Informationen durchgeführt. Zur Verfügung steht eine Apparatur für die Bildabtastung, die mit einem Rechner SEAC (1500-Wörter-Speicher, 44 Binärstellen, Dreiaßbefehl von 250 μ s Dauer) gekoppelt ist, von dem die Abtastung automatisch gesteuert werden kann (Rückfrage möglich). Eine Bildabtastung, bestehend aus 176×176 Flächenelementen von $0,25 \text{ mm} \times 0,25 \text{ mm}$, dauert 25 s. Als Bildausgabe zur Kontrolle der nach irgendeinem Programm verarbeiteten Bildinformationen dient eine Kathodenstrahlröhre, auf deren Schirm die Speicherangaben als Halbtonreproduktion sichtbar gemacht werden kann. Ein Verfahren, bildliche Informationen zu erkennen und zu verarbeiten, soll z. B. ausgearbeitet werden, um aus stilisiert dargestellten Booleschen Funktionen automatisch die einfachste gleichwertige Funktion abzuleiten.

Die Bell Telephone Laboratories beschäftigen sich z. Z. mit der Psychologie des Sehens und Hörens, mit logischen Entscheidungen zur automatischen Zeichen- und Spracherkennung und mit der Entwicklung von Neutronenmodellen.

Untersuchungen werden ferner über die Erkennung von Handschriften durchgeführt. Ein für die Erkennung der zehn ausgeschriebenen Ziffern „one“, „two“, „three“ usw. entwickeltes Modell zeigt, daß durch Einführen bestimmter Beschränkungen beim Schreiben schon ein einfaches System

für die Erkennung von sorgfältig geschriebenen Worten ausreicht. Auf eine Anordnung aus 15 voneinander isolierten Leitern (Bild 1) wird mit einem Metallgriffel eine Ziffer ausgeschrieben. Die einzige Beschränkung im Schreiben besteht darin, daß die zwei Bezugslinien nur von den Ober- oder Unterlängen der Buchstaben durchschnitten werden dürfen. Um die Ziffern zu erkennen, sind nur die Kriterien „Oberlänge“, „Unterlänge“, „Anzahl und Schnitte der Zeichenlinie mit der Mittellinie“ und „Punkt“ erforderlich. Bei 1000 Versuchen wurden die geschriebenen Ziffern zu 97 % richtig erkannt.

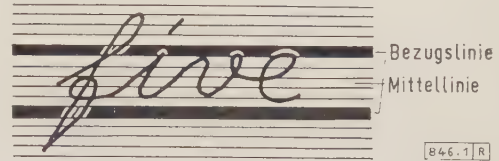


Bild 1. Die beim Schreiben einzuhaltenden Bezugslinien für ein Zeichenerkennungssystem für Handschrift (Bell Telephone Laboratories).

Simuliert wurde ein Erkennungssystem für Handschrift mit der IBM 704 für Buchstaben- und Worterkennung. Bei dem System für Worterkennung braucht nur die untere Bezugslinie eingehalten zu werden. Die geschriebenen Zeichen werden in analoge zeitgetreue Spannungswerte für die x- und y-Koordinate umgesetzt. Sie werden digitalisiert und alternierend auf ein Magnetband aufgeschrieben. Die quantisierte Fläche für ein geschriebenes Wort besteht maximal aus 256×2048 Flächenelementen. Die Spannungswerte werden durch einen Binärcode dargestellt, bestehend aus 12 bit. Das 12. bit macht Angaben über Auf- oder Abwärtsschreibbewegung. Das Magnetband übernimmt die Eingabe in die elektronische Rechenanlage. Zunächst werden überbestimmte Angaben eliminiert und das Raster für ein Wort auf 64×512 Elemente vergrößert. Ein Rasterelement entspricht einem Flächenelement von 0,3 mm Kantenlänge.

Für die Buchstabenerkennung müssen die Zeichen eines Wortes zunächst getrennt werden. Dazu wird die Wortlänge und die Anzahl der Zeichenschnitte mit der Mittellinie festgestellt. Für jedes Zeichen werden im Mittel drei Schnitte gerechnet, wodurch die wahrscheinliche Zeichenbreite festgelegt ist. Die halbe Zeichenbreite wird von der x-Lage von rückläufigen Zeichenlinien aus abgetragen, falls eine solche vorhanden ist, die anderen sukzessive.

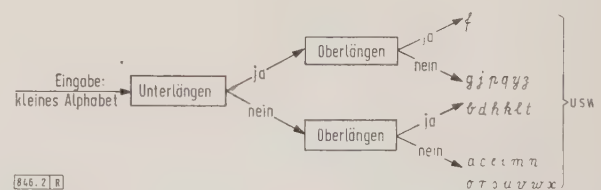


Bild 2. Beispiel für ein Zeichenerkennungssystem mit Serienentscheidung (Bell Telephone Laboratories).

In den Kernspeicher können 32 Kriterien für die Zeichenerkennung für jede der 512 x-Lagen eingespeichert werden. Kriterien sind z. B. die Extremwerte der Zeichenlinie $+y_{\max}$ und $-y_{\max}$, horizontale und vertikale Spitzenlage, rückläufige Zeichenlinien, Kreuzungspunkte, geschlossene Zeichenzüge mit Angabe des Drehsinns, Punkte usw. Die Zeichenerkennung wird durch Serienentscheidung herbeigeführt (Bild 2). Dieses Prinzip ist bei Verwendung einer elektronischen Rechenmaschine naheliegend, bei der das Erkennungssystem in Form eines geschriebenen Programms vorliegt. Die Serienentscheidung ist aber gerade für Handschrift nicht so geeignet für die Zeichenerkennung wie die Parallelentscheidung (Bild 3). Ein System mit Parallelentscheidung, das den Vorteil hat, eine Mehrheitsentscheidung an Hand der gespeicherten Kriterien für die Zeichenerkennung zu ermöglichen, soll in Zukunft untersucht werden.

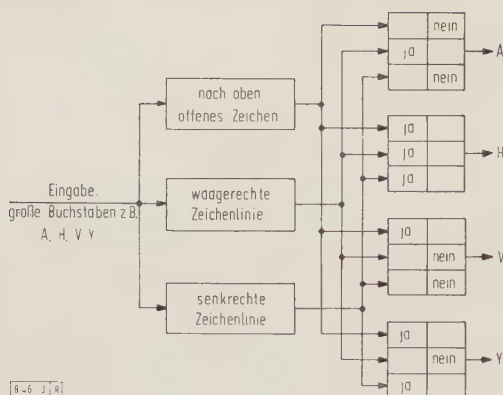


Bild 3. Beispiel für ein Zeichenerkennungssystem mit Parallelentscheidung (Lincoln Laboratory).

Für das System der Buchstabenerkennung lag ein Zeichensatz vor, bestehend aus sorgfältig geschriebenen kleinen Buchstaben. Die Zeichentrennung innerhalb eines Wortes war zu 85 % richtig. Die Buchstaben wurden im Mittel zu 60 % (minimal 33 %, maximal 81 %) richtig erkannt. Die Erkennungsgeschwindigkeit betrug für die IBM 704 das Sechsfache der normalen Schreibgeschwindigkeit. Bei Benutzung einer IBM 7090 wäre die Erkennungsgeschwindigkeit etwa gleich der Schreibgeschwindigkeit.

Für die Worterkennung muß im Speicher zum Vergleich eine Wortrepräsentation eingespeichert werden. Zunächst wird für die Worterkennung, da nur die untere Bezugslinie festliegt, die obere Bezugslinie ermittelt. Dies ist leicht möglich, weil die Extremwerte in der Vertikalen, von der unteren Bezugslinie aus gerechnet, für die Mittellängen meist häufiger als für die Ober- und Unterlängen vorkommen. Für jedes Wort werden die x- und y-Extremwerte der Zeichenlinie ermittelt (Bild 4). Jedes Wort wird durch die Reihenfolge der Extremwerte und ihre besonderen Merkmale, dargestellt in einem 6-bit-Code, beschrieben. Die Merkmale sind x- und y-Extremwert, rechter, linker oder oberer und unterer Extremwert, positive oder negative Steigung der Verbindungsgeraden zum nächsten Extremwert, positive oder negative Krümmung der Zeichenlinie (bezogen auf die Verbindungsgerade) und die Vertikallage der y-Extremwerte (bezogen auf die Bezugslinie). Die x-Lage der Merkmale wird bei der Worterkennung, abgesehen von ihrer Reihenfolge, nicht ausgewertet.

Zur Erkennung eines handgeschriebenen Wortes wird eine Korrelationsprüfung der abgeleiteten Folge sechsstelliger Codewörter mit den eingespeicherten Folgen von Codewörtern durchgeführt, die das Wörterbuch darstellen. Der Vergleich wird nur mit solchen Folgen des Wörterbuchs durchgeführt, die annähernd eine gleiche Anzahl Codewörter haben wie das zu erkennende Wort. Die Zahl kann um $\pm N$ variieren (wobei $N = 3$ sein soll), damit das Erkennungssystem invarianter gegen kleine Abweichungen in der Schreibart gleicher Wörter ist. Dann muß aber auch der Vergleich für verschiedene Stellungen ausgeführt werden, z.B. für Verschiebungen bis zu N Codewörtern aus der Normalvergleichslage. Bei einem Vergleich werden die Korrelationen für die Codestellen summiert. Entsprechend den Verschiebungen sind $2(N+1)$ Prüfungen für ein zu erkennendes Wort mit jedem in Frage kommenden Vergleichswort möglich. Die Korrelationssummen für jede der

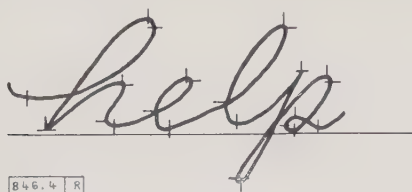


Bild 4. Beispiel für die zur Worterkennung benötigten x- und y-Extremwerte der Zeichenlinien (Bell Telephone Laboratories).

$2(N+1)$ -Vergleiche werden ebenfalls summiert. Das Wort des Wörterbuchs, das die größte Summe für $2(N+1)$ Vergleiche ergibt, wird als gleich mit dem zu erkennenden angesehen. Die Zahl N muß dabei so gewählt sein, daß die Wörterverschiebung beim Vergleich kleiner bleibt, als einer Zeichenbreite entspricht. Um die Erkennungssicherheit noch zu erhöhen, sollen beide Verfahren, Buchstaben- und Wörtererkennung, kombiniert werden.

Ein interessantes, gegen Drehung und Größe invariantes Zeichenabtast- und Erkennungsverfahren wurde untersucht und ein mechanisches Modell gebaut. Man denke sich eine Anordnung aus je 64 photoelektrischen Zellen auf 32 konzentrischen Kreisen unterschiedlicher Radien angebracht. Jede radiale Anordnung von Zellen gibt ihre Information auf je einen Eingang eines linearen Schieberegisters, wobei die Zellen nacheinander von innen nach außen aktiviert werden. Der Abtastvorgang für ein Zeichen entspricht dann einer expandierenden kreisförmigen Abtastbewegung. Das Zentrum dieser Welle soll vom Schwerpunkt eines Zeichens ausgehen. Das setzt voraus, daß das Zeichen vorher entsprechend zentriert wird. Bild 5 zeigt zwei gegeneinander gedrehte und in der Größe unterschiedliche Dreiecke. Die Abtastung transformiert die Dreiecke in eine Polarkoordinatendarstellung. Charakteristisch für ein gleichseitiges Dreieck in dieser Darstellung ist die Anzahl der Extremwerte r_{\min} und r_{\max} und der gleich große Abstand z.B. der r_{\min} voneinander. Es läßt sich zeigen, daß nicht nur geometrische Figuren, sondern z.B. auch handgeschriebene Ziffern in dieser Darstellungsform gegen Drehung und Form invariante Merkmale haben.

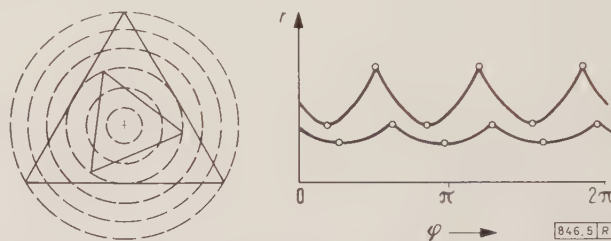


Bild 5. Polarkoordinatentransformation als Beispiel für ein gegen Drehung und Größe invariantes Zeichenabtast- und Erkennungsverfahren.

Mit diesem Modell (mechanisch bewegte Photozellen) können Kreise und Drei- bis Sechsecke in bestimmten Grenzen unabhängig von Lage, Orientierung und Form erkannt und bis zu 6 Gegenstände unabhängig von ihrer Lage gezählt werden. Entwickelt wurde auch ein Mosaik von $16 \times 32 = 512$ photoelektrischen Zellen, hergestellt aus einer aufgedampften Photowiderstandsschicht.

Am Massachusetts Institute of Technology werden im Auftrag des Office of Naval Research Untersuchungen über ein optisches Korrelationsverfahren zur Zeichenerkennung durchgeführt. Vorausgesetzt wird ein Satz von 64 Zeichen einer Druckart. Das Auffinden von Zeilen soll mit analogen Mitteln geschehen. Das Verfahren soll unabhängig von der Zeichenlage sein, und es soll zur Erkennung keine elektronische Rechenmaschine benutzt werden. Die zur Korrelation zugelassene Zeichenfläche und die verwendeten Schablonen (etwa 8 bis 10) werden mit einer elektronischen Rechenmaschine ermittelt. Diese Schablonen werden für eine Serien-Entscheidung benutzt (ähnlich Bild 2). Die Schablonen sind so gestaltet, daß eine optimale Hamming-Distanz zur Unterscheidung von 64 Zeichen vorliegt.

Lernsysteme zur Zeichenerkennung

Im Lincoln Laboratory werden Lernsysteme zur Zeichenerkennung untersucht. Zur Verfügung steht eine IBM 709. Ein Programm wurde für die Erkennung der 10 großen Buchstaben A, E, I, L, M, N, O, R, S, T geschrieben. Die Buchstaben werden in Druckschrift geschrieben, wobei kein Wert auf sorgfältiges Schreiben gelegt wird. Da die Zeichen von der Idealform stark abweichen können, wurde eine

Parallelentscheidung (Bild 3) für die Zeichenerkennung benutzt, die eine Mehrheitsentscheidung zuläßt. Das Programm hat im wesentlichen sechs Schritte. Es besteht aus Eingabe mittels Lochkarte (Zeichenfläche aus 32×32 Rasterelementen), Auffüllen von Löchern und Löschen von isolierten Punkten (Prüfen von 3×3 Rasterelementen), Errechnen der Erkennungskriterien und der Wahrscheinlichkeiten, daß ein bestimmtes Zeichen des Zeichensatzes vorliegt, sowie die Entscheidung über die vorliegende Zeichenbedeutung an Hand der errechneten Wahrscheinlichkeiten.

Jedes Zeichen wird auf etwa 30 Kriterien geprüft. Kriterien sind z.B. der relative Abstand, den Zeichenextremitäten voneinander haben, die maximale Anzahl von Schnittpunkten, die ein Zeichen mit einer waagrecht verlaufenden Geraden hat, usw. Dabei ist wegen der Mehrheitsentscheidung ein einzelnes Kriterium nicht ausschlaggebend für die Erkennung.

In der Lernphase wurden von der elektronischen Rechenmaschine aus 330 geschriebenen großen Buchstaben, die zusammen mit ihren Zeichenbedeutungen eingegeben wurden, ihre Kriterien und die Häufigkeit ihres Vorkommens für ein bestimmtes Zeichen ermittelt. In der Kannphase sollen nun weitere Zeichen des gleichen Bedeutungssatzes erkannt werden. Dazu werden die Kriterien eines unbekannten Zeichens abgeleitet und die zugehörigen Wahrscheinlichkeitswerte für jedes Zeichen getrennt summiert, dessen Bedeutung und Kriteriensatz in der Lernphase eingespeichert wurde. Die Zeichenbedeutung, die der größten Summe entspricht, wird dem zur Erkennung vorliegenden Zeichen zugeordnet. Im Vergleich mit den Fähigkeiten des Menschen soll dieses Erkennungssystem nur 10 % mehr Fehler machen als ein Mensch.

Sondergeräte

Eine Sonderart der Zeichenerkennung umfaßt das Gebiet der Blindenlesegeräte. Das Optophone ist ein Blindenlesegerät, durch das die gelesenen Zeichen nicht automatisch erkannt, sondern nur in eine andere dem Blinden zugängliche Reizform, z.B. in akustische Signale übersetzt werden. Im Battelle Memorial Institute wurden acht Modelle gebaut. Der Blinde muß die für jedes Zeichen erzeugten akustischen Signale vorher erlernen. Infolge dieser Schwierigkeit und auch wegen der geringen Lesegeschwindigkeit von maximal 1 Z/s ist der Anwendungsbereich sehr begrenzt.

In den Mauch Laboratories wird versucht, ein billiges Lesegerät auf der Grundlage von teilweiser automatischer Zeichenerkennung zu entwickeln. Obwohl zugelassen wird, daß einige Buchstaben eines Wortes falsch erkannt werden, soll der Blinde doch Worte über die Wortredundanz er-

kennen. Das Erkennungssystem ist auf ein Sondenabtastverfahren mit Photowiderständen aufgebaut. Ausgangssignale sind gesprochene Buchstabennamen. Die Lesegeschwindigkeit soll 7 Z/s betragen.

Eine wichtige Forderung für die künftige Entwicklung ist das automatische Erkennen von Adressen für die mechanische Briefsortierung. Das US-Post Office Laboratory bemüht sich um die Lösung dieses Problems und hat Entwicklungsaufträge an IMR-Farrington, Rabinow Eng. Co. u. a. vergeben. Ein IMR-Versuchs-Zeichenleser sortiert nach 20 Städte- und Staatenangaben. Eine neue Vertragsvorschrift fordert ein Sortieren nach 40 Bestimmungen mit einer Lesegeschwindigkeit von 10 000 Briefen in der Stunde.

Besonders für die zuletzt genannte Anwendungsart wird es nötig sein, die Bedeutung von Zeichen jedes beliebigen Drucksatzes und gegebenenfalls auch der Handschrift automatisch zu erkennen. Für diese allgemeine Lösung sind wahrscheinlich auch Lernvorgänge durch Maschinen erforderlich, da das Zeichenmaterial besonders bei Handschrift zu unübersehbar ist, so daß ein festes Programmieren durch den Konstrukteur nicht sinnvoll wäre. Ein Vorteil lernfähiger Zeichenlesemaschinen besteht darin, daß sich bei vorher nicht festliegenden Betriebsbedingungen durch gleichzeitiges Eingeben der Zeichen und ihrer Bedeutungen vor der Inbetriebnahme der Vergleichsmerkmalsatz selbst durch einen Lernvorgang bildet.

Aus dem großen Forschungsaufwand, den die USA durch ihre Industrie, Regierung, Post und Armee auf dem Gebiet der automatischen Zeichenerkennung leistet, geht die Bedeutung hervor, die diesem Gebiet für die Zukunft beigemessen wird. Ein ausführlicher Bericht über die Anwendung und Technik bereits in den USA eingesetzter Lesemaschinen erscheint in der Zeitschrift „Automatik“.

Zusammenfassung

Die USA besitzen heute schon ein umfangreiches Fertigungsprogramm an Zeichenlesemaschinen, die für Verwaltungsaufgaben verwendet werden. IBM, National Cash Register und Pitnes Bowes, ferner Burroughs, National Data Processing und General Electric stellen Zeichenlesemaschinen für magnetisierbare Zeichen, Intelligent Machines Research Corp. und Farrington, IBM sowie Rabinow Eng. für normal gedruckte Zeichen her. Im National Bureau of Standards werden Erkennungssysteme für komplexe bildliche Darstellungen, in den Bell Telephone Laboratories Erkennungssysteme für Handschrift untersucht und mit elektronischen Rechenmaschinen simuliert. Im Lincoln Laboratory wird ein Lersystem zur automatischen Zeichenerkennung für handgeschriebene gedruckte Buchstaben simuliert.

Eigenschaften und Verhalten des Tantal-Kondensators mit festem Elektrolyten

DK 621.319.45 : 669.294

Beim Tantal-Kondensator mit festem Elektrolyten übernimmt eine Braunsteinschicht als Halbleiter die Funktion des Elektrolyten. Dieser Trocken-Elektrolytkondensator zeigt im Vergleich zu anderen Elektrolytkondensatoren (Tantal naß und Aluminiumfolie rau) einige bemerkenswerte Eigenschaften, von denen die für die praktische Verwendung wichtigsten an Hand von Diagrammen in einem kürzlich erschienenen Aufsatz¹⁾ wiedergegeben werden.

Kapazität und Verlustfaktor des Tantal-Trockenelektrolyt-Kondensators sind sehr viel weniger temperaturabhängig als die der nassen Elektrolytkondensatoren. Bei Drahtanode zeigen sie für die Temperaturabhängigkeit ein ähnliches, für den Frequenzgang ein noch günstigeres Verhalten als bei anderen Elektrolytkondensatoren. Bis 50 kHz ist eine Kapazitätskonstanz gewährleistet, die bisher bei Elektrolytkondensatoren nicht beobachtet werden konnte. Bei etwa 1 kHz liegt das Minimum des Verlustfaktors.

Der Reststrom des Halbleiter-Kondensators ist stärker temperaturabhängig als Kapazität und Verlustfaktor. Frequenzgang und Einfluß der Nennspannung auf den Verlauf

des Scheinwiderstandes werden im Vergleich mit nassen Elektrolytkondensatoren untersucht. Bei Kondensatoren mit Drahtanode weicht dieser erst oberhalb 10^5 Hz von der $1/\omega C$ -Geraden ab.

Impuls- und Schaltfestigkeit des Tantal-Halbleiter-Kondensators zeigen ein günstiges Verhalten. Falschpolung ist unzulässig. Selbst durch „Nachformierung“ werden die Ausgangswerte der Restströme nicht wieder erreicht.

Bei der durchgeführten Lebensdauerprüfung weist der Reststrom teilweise steigende Tendenz auf. Um diesen Anstieg über lange Zeit klein zu halten, empfiehlt es sich, solche Kondensatoren bei nicht zu hohen Umgebungstemperaturen und mit vermindelter Nennspannung zu betreiben. Ihre Verwendung bleibt der Nachrichtentechnik vorbehalten.

Leider ist in dem Aufsatz nichts über die Durchschlagsfestigkeit dieser Kondensatoren und deren Annäherung an die Formierfeldstärke gesagt. Von einer „Formierung“ im fertig zusammengebauten Zustand kann hier natürlich nicht gesprochen werden. Im übrigen scheinen diese Halbleiter-Kondensatoren ähnlich günstige Eigenschaften zu haben wie jene Tantal-Trockenelektrolyt-Kondensatoren für gedruckte Schaltungen, über die bereits berichtet wurde [ETZ-B Bd. 12 (1960) S. 42].

Hh

¹⁾ Nach Ackmann, W.: Nachrichtentechn. Z. Bd. 13 (1960) S. 261–265; 22 B., 1 Taf., 4 Qu.

RUNDSCHAU

DK 06.05(047) : 621.316.54

Bericht über die Tätigkeit des Studienkomitees Nr. 3 (Hochspannungsschalter). [Rapport sur l'activité du comité d'études No. 3 (Interrupteurs).] Nach Meyer, H.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 138; 18 S., 5 B., 3 Qu.

In den beiden Sitzungen im Juni 1958 und April 1959 hat das Studienkomitee folgende Aufgabengebiete behandelt:

1. Einschwingfrequenzen und Überschwingfaktoren. Es wurde betont, daß das Vierparameterverfahren in erster Linie zur Beschreibung der Einschwingspannungen in den Netzen dienen soll und daß es erst in zweiter Linie darauf ankommt, besondere Prüfkreise zu entwickeln. Um zu sehen, ob man mit Hilfe des Vierparameterverfahrens zu einer besseren Ordnung und damit zu einer Normung der Formen der Einschwingspannungen kommen kann, sollen möglichst viele Untersuchungen der Einschwingspannungen von Netzen nach diesem Verfahren durchgeführt werden. Wesentlich ist dabei die Frage, ob es gelingt, eine passende Unterteilung der Netzbedingungen hinsichtlich der Darbietung der Kurzschlußleistung zu finden. Dabei ist auch zu untersuchen, ob der Fall der Kurzschlußausschaltung durch den letzten Schalter einer Anlage als normaler Fall zu betrachten ist. Damit im Zusammenhang werden auch die Verhältnisse beim Abstandskurzschluß untersucht, obwohl es sich in diesem Fall nicht nur um einen reinen Spannungsvorgang handeln muß.

2. Schaltüberspannungen. Bei den kleinen induktiven Strömen bemüht man sich weiterhin, eine Prüfschaltung festzulegen. Die dabei auftretenden Schwierigkeiten werden dadurch verursacht, daß je nach der Schalterkonstruktion die eine oder die andere Prüfschaltung verschieden schwierige Bedingungen stellt. Auch für das Schalten kleiner kapazitiver Ströme sind Prüfschaltungen vorgeschlagen worden, und es bleibt zu untersuchen, wieweit das Verhalten auch nicht rückzündungsfreier Schalter in solchen Prüfschaltungen mit dem beim Schalten leerlaufender Leitungen übereinstimmt.

3. Nachstrom. Es kann als sicher angesehen werden, daß die Größe des Nachstromes kein sicheres Zeichen für die Annäherung an die Leistungsgrenze eines Schalters darstellt. Die Nachstrommessungen sind jedoch von größtem Interesse für die Erkenntnis der Vorgänge bei der Lichtbogenlöschung.

4. Indirekte Prüfverfahren. Die synthetischen Prüfverfahren haben sich bereits als sehr brauchbar für Entwicklungsversuche erwiesen. Bezüglich ihrer Verwendung bei Abnahmeprüfungen besteht noch eine gewisse Zurückhaltung, da die Eignung solcher Schaltungen, insbesondere des „Weil“-Kreises, wohl für gewisse Schaltertypen, jedoch noch nicht für alle nachgewiesen ist.

5. Umschlagstörungen. Da bereits sicher ist, daß solche Störungen auftreten können und andererseits viele Schalter den dabei auftretenden Beanspruchungen genügen, beschloß das Komitee, dieses Problem nicht weiter zu verfolgen.

6. Schalten von Kondensatorbatterien. Die Aufgabe wird weiter verfolgt, obwohl derzeit keine neuen Untersuchungsergebnisse vorliegen.

Der Bericht enthält als Anhang eine Liste von Berichten, die dem Studienkomitee seit seiner letzten Sitzung übermittelt wurden, und einen Bericht von P. Baltensperger über Prüfschaltungen, welche die durch die Vierparameter vorgeschriebene Form der Einschwingspannung wiedergeben. Es wird eine Schaltung vorgeschlagen, bei der die beiden verschiedenen Frequenzen aufweisenden Kreise zu beiden Seiten des zu prüfenden Schalters angeordnet werden. Eine Tafel zeigt die dabei erreichbaren Werte, und in einer Ergänzung sind die für die Berechnung solcher Kreise notwendigen Formeln zusammengestellt.

Hrr

DK 621.316.57.027.3.001.4

Versuche an Hochspannungsschaltgeräten im Netzbetrieb. (Essai des disjoncteurs en lieu de service.) Nach Starr, E. C., u. Harrington, E. J.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 109; 19 S., 3 B., 11 Qu.

Die Entwicklung von Hochspannungsschaltgeräten macht sehr viele Schaltversuche notwendig, damit alle Einzelheiten der Geräte geprüft werden können. Es gilt vor allem, in Netzversuchen die Laboratoriumsversuche zu bestätigen und darüber hinaus alle Fragen zu erforschen, deren Untersuchung im Versuchsfeld auf Schwierigkeiten stößt. Dazu

gehören Abstandskurzschluß, Schalten von Kabelnetzen und langen Leitungen sowie Schaltvorgänge an Kondensatorbatterien und anderes mehr. Die Verfasser empfehlen, solche Netzversuche zweckmäßig in der Nähe der Kraftwerke durchzuführen, da nur dort eine Regelbarkeit der Spannung und Leistung sowie symmetrisches und asymmetrisches Schalten möglich sind. Bei gleichen Voraussetzungen ist derjenige Ort auszuwählen, der eindeutige elektrische und physikalische Verhältnisse und gute Zugänglichkeit zu allen Teilen des Prüfobjektes hat. Für das Schalten von kapazitiven Strömen, Erdschlüssen und Kondensatorbatterien empfehlen die Verfasser, Stellen mit niedriger Leitungsimpedanz auszusuchen.

Die erfolgreiche Durchführung aller Netzversuche setzt eine hochentwickelte transportable Meß- und Steuereinrichtung voraus. Den Verfassern stand ein großer dreiachsiger Meßwagen (Sattelschlepper) zur Verfügung, der mit Notstromversorgung (25 kW) ausgerüstet ist. In dem Fahrzeug sind eingebaut: Schleifenzosillographen, Kathodenstrahl-Oszillographen, Spannungsverstärker, schreibende Geräte, Eich- und Kontrolleinrichtungen sowie für die Auslösung der Versuche eine synchron laufende Steuerwalze mit 16 Kanälen.

Es wird empfohlen, alle Versuche mit automatisch ablaufender Steuerung vorzunehmen, so daß nur das Startsignal gegeben zu werden braucht, wonach alle erforderlichen Schaltimpulse selbsttätig ablaufen. Dazu ist erforderlich, daß genügend Impulskanäle vorhanden sind.

Häufig sind Fremdfelder die Ursache von Fehlauzeichnungen, daher ist die Meßeinrichtung so auszuwählen, daß solche Fehler minimal werden. Koaxial- und Triaxialkabel mit gut geerdetem Schutzleiter sind dafür meist ausreichend. Widerstandsspannungsteiler sollen einen ausreichenden Querstrom haben, damit kapazitive Einstreuungen wirkungslos bleiben.

Fehlspannungen infolge elektromagnetischer Felder verursachen die schwierigsten Probleme. Deshalb sollen die Meßleitungen möglichst kurz sein. Weiterhin wird empfohlen, die Leitungen in der Erde oder in geschlossenen, abgeschirmten Kanälen zu verlegen, die beiderseits geerdet werden. Gegebenenfalls sind ein oder mehrere Leiter großen Querschnittes parallel zur Meßleitung zu verlegen und diese an beiden Enden zu erden. Auch hierbei sind die Meßimpulse so groß wie möglich zu halten.

Alle bei dem Versuch verwendeten Geräte sollen über Kabel niedriger Impedanz zu einem Erdpunkt geführt werden, der möglichst geringen Erdübergangswiderstand hat. Ist der Versuchsschalter von diesem Punkt entfernt aufgestellt und sollen Erdschlußströme registriert werden, so muß zu diesem Erdungspunkt ein isoliertes Kabel gelegt werden.

Weiterhin sind Hinweise enthalten auf das durchzuführende Versuchsverfahren, Empfehlungen für den Schaltaugenblick in Abhängigkeit von der Schaltspannungskurve, Bedingungen für Grenzschalteleistung, Abstandskurzschluß usw.

Neigt ein Schaltgerät zu Rückzündungen, so werden diese auftreten, wenn die Zeitdauer der Kontakttrennung und Stromunterbrechung ein Minimum ist. Beim Schalten langer Leitungen ist der kleinste Kontaktabstand, bei dem der Schalter noch unterbricht und diese Unterbrechung wenigstens eine Viertel Periode anhält, für das Gerät bestimmend. Es müssen also Versuche mit über der ganzen Stromkurve verteilt liegenden Kontakttrennungen durchgeführt werden. Es wird ein Abstand von Versuch zu Versuch von 15° empfohlen.

Die Erfahrungen zeigen, daß das Abschalten von Ladeströmen schwierig wird, wenn die Einseisung eine niedrige Impedanz hat. Rückzündungen verursachen nicht nur bei allen Schaltern, sondern auch im Netz Überspannungen. Versuche in Kabelnetzen (Kabelschaltungen) sollen immer dreiphasig bei höchster Betriebsspannung durchgeführt werden, da die Spannung am erstlöschenden Pol durch die kapazitive Kopplung beeinflusst wird. Die allgemeine Vorstellung, daß lange Leitungen schwerer zu schalten sind, trifft nicht immer zu. Es gibt Schalter, die gerade bei kurzen Leitungsabschaltungen oder Kabelschaltungen versagen. Die Verfasser sind der Ansicht, daß jeder Schalter für Kondensatorschaltungen im wesentlichen rückzündungsfrei schalten

muß. Darunter wird verstanden, daß bei 100 Schaltungen nicht mehr als eine Schaltung mit Rückzündung auftritt. Solche gelegentlichen Rückzündungen brauchen kein Versagen des Schalters zu bedeuten.

Das Vorhandensein einer Parallelkapazität kann das schlechte Verhalten eines Olschalters mindern. Fehlmessungen treten leicht durch Erdbeeinflussung auf. Es wird empfohlen, Stromwandler mit hoher Sekundärspannung zu benutzen, jedoch darf keine Sättigung auftreten. Die Primärwicklung solcher Stromwandler muß eine sehr hohe Windungsisolierung haben. Spannungsmessungen an ungeerdeten Kondensatorbatterien können auf Schwierigkeiten stoßen, wenn die Einspeisung von im Dreieck geschalteten Transformatoren stattfindet. Die Verfasser haben in solchem Fall gute Erfahrungen mit kapazitiven Spannungsteilern gemacht, während bei Anwendung von Spannungswandlern Resonanzerscheinungen zu erwarten sind.

Netzversuche unter Phasenopposition durchzuführen, sind schwierig. Sie sind von den Verfassern nicht gemacht worden. Wohl sind Versuche durchgeführt worden, die das Netzverhalten beim Auseinanderfallen betrafen. Wenn dabei die Fehlerstelle so gewählt wird, daß die Impedanz der Leitung halbiert wird, so treten Wiederkehrspannungen über der Schaltstrecke in der Größe von 50 % auf.

Bhn

DK 621.316.932 : 621.316.54.027.3

Ein neues Löschmittel für Schaltgeräte. (A new medium for circuit interruption.) Nach Browne, T. E., u. Leeds, W. M.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 111; 19 S., 9 B., 22 Qu.

In den ersten Abschnitten des Berichtes werden die aus anderen Veröffentlichungen bekannten physikalischen Eigenschaften von Schwefelhexafluorid (SF_6) aufgezählt, die es als Löschgas in Hochleistungsschaltern besonders geeignet erscheinen lassen: verhältnismäßig hoher Dampfdruck, der es gestattet, mit Kesseldrücken bis 15 at bei normalen Umgebungstemperaturen zu arbeiten; Gefrierpunkt bei Atmosphärendruck -64°C , bei 2,2 at noch -51°C ; kritischer Punkt 37 at bei $45,5^\circ\text{C}$. Es ist ein chemisch inertes, ungiftiges Gas, das mit Wasser nicht hydrolysiert. Seine Reaktionsprodukte mit Metaldämpfen des Kontaktmaterials sind isolierende Pulver. Die Zersetzungsprodukte von SF_6 im Lichtbogen kann man mit billiger Aktiv-Tonerde auffangen und unschädlich machen. Es hat eine hohe dielektrische Festigkeit, die 2,4-mal besser als die der Luft ist. Die hohe Löschfähigkeit des Gases wird auf die Eigenschaft zurückgeführt, als elektronegatives Gas mit freien Elektronen leicht verhältnismäßig schwer bewegliche negative Ionen zu bilden. Die Abhängigkeit der Feldstärke vom Druck beträgt 89 kV/cm at; demnach ist das Gas bei 2 bis 3 at einem guten Isolieröl gleichwertig.

Anschließend werden bewährte Ausführungen von SF_6 -Schaltern besprochen, und zwar ein im Jahre 1953 gebauter Lasttrenner sowie ein 115-kV-Leistungsschalter aus dem Jahre 1956. Ferner wurde im Jahre 1959 ein Hochleistungsschalter mit einer Schaltleistung von 15 GVA bei 230 kV und drei Trennstellen in einem Kessel je Pol entwickelt.

Im letzten Abschnitt des Berichtes wird eine Theorie der experimentell festgestellten günstigen Löschfähigkeit behandelt. Dabei wird auf die Lichtbogentheorien von A. M. Cassie und O. Mayr zurückgegriffen. 1959 wurden von K. A. Yoon und H. E. Spindle umfassende Messungen der thermischen Zeitkonstante von Gleichstrom-Lichtbögen in verschiedenen Gasen in Abhängigkeit vom Gasdruck durchgeführt. Dabei wurde ein Rechtecksprung des Lichtbogenstromes erzeugt und aus diesem und der dadurch hervorgerufenen Beeinflussung der Lichtbogenspannung bis zum Erreichen des stationären Zustandes unter Zugrundelegung des Lichtbogenmodells von O. Mayr die thermische Zeitkonstante ϑ berechnet. Durch gleichzeitiges Messen der Augenblickswerte von Strom und Spannung konnten schließlich auch Zähler und Nenner des Verhältnisses

$$\vartheta = \frac{Q_0}{N_0}$$

getrennt bestimmt werden. Hierin bedeuten Q_0 jene im Lichtbogen gespeicherte Wärmemenge, die den Lichtbogenwiderstand um das e-fache verändert, und N_0 die vom Lichtbogen durch Wärmeleitung und -strahlung an die Umgebung abgegebene Leistung. Dabei konnten extrem niedrige Zeitkonstanten der Lichtbögen in SF_6 festgestellt werden, die um fast zwei Zehnerpotenzen tiefer liegen als in Luft unter sonst gleichen Versuchsbedingungen. Die über dem Gasdruck aufgetragenen Meßwerte von Q_0 und N_0 er-

geben für N_0 bei SF_6 und Luft sehr ähnliche Kurven, für Q_0 annähernd geradlinigen Anstieg, der aber für SF_6 ungleich flacher verläuft als für Luft. Da die Schallgeschwindigkeit von SF_6 nur 40 % derjenigen von Luft beträgt, ist schon daraus zu schließen, daß die Bebläsung und äußere Kühlung des Bogens (Steigerung von N_0) mit SF_6 ungünstiger als mit Luft verläuft. Die extrem niedrige Zeitkonstante kann daher ihre Ursache nur in einer ungleich geringeren Wärmespeicherefähigkeit des Lichtbogens haben (Erniedrigung von Q_0). Die gute Löschfähigkeit bzw. die rasche Wiederverfestigung der Schaltstrecke SF_6 scheint nach diesen Untersuchungen daher in der Hauptsache ihren Grund in der kleinen Zeitkonstante des Lichtbogens und der daraus resultierenden hohen Zündspitze für das Wiederzünden zu haben.

Im letzten Abschnitt wird versucht, diese kleine Zeitkonstante mit der hohen Affinität des Gases zu freien Elektronen (Bildung negativer Ionen) vorstellungsmäßig in Einklang zu bringen. Die dafür angeführten physikalischen Beziehungen klingen aber nicht sehr überzeugend, und es wird auch zugegeben, daß diese Zusammenhänge noch undurchsichtig sind und einer genaueren theoretischen Klärung bedürfen.

Tl

DK 536.6 : 621.317.331 : 621.316.993 : 621.315.2

Spezifischer Wärmewiderstand des Erdbodens. Ein praktisches Verfahren zu seiner Ermittlung und sein Einfluß auf die Strombelastung der im Erdboden verlegten Kabel. (Soil thermal resistivity. A practical approach to its assessment and its influence on the current rating of buried cables.) Nach Orchard, R. S., u. Barnes, C. C., u. Hollingsworth, F. M., u. Mochlinski, K.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 214; 34 S., 15 B., 7 Taf., 25 Qu.

Die Größe des spezifischen Wärmewiderstandes g des Erdbodens, in dem ein Kabel verlegt werden soll, ist besonders wichtig für die Festlegung des Leiterquerschnittes und daher auch mitbestimmend für die Kosten einer Kabelanlage. Der Einfluß einer im Laufe der Zeit auftretenden Änderung von g auf die Belastbarkeit kann ebenfalls von großer Bedeutung für den Betrieb einer Kabelanlage sein. So ist z. B. die Strombelastbarkeit eines erdverlegten Kabels bei einem ursprünglichen Wert von $g = 120^\circ\text{C cm/W}$ durch die Faktoren 1,10, 1,05, 0,93 oder 0,85 zu berichtigen, wenn g den Wert 90, 100, 150 oder 200°C cm/W hat. Bei bestehenden Anlagen ist eine Erhöhung der Belastbarkeit oft möglich, wenn Messungen von g vorgenommen werden.

Zur Abschätzung der Belastbarkeit von Kabeln werden in den verschiedenen Ländern bestimmte Werte von g angenommen, die zwischen 70 und 120°C cm/W liegen. Der Streubereich dieser Werte ist deshalb so groß, weil sie für unterschiedliche Bodenarten und Bodenverhältnisse gelten. Aus 551 durchgeführten englischen Messungen des spezifischen Wärmewiderstandes des Bodens wurde ermittelt, daß 80 % der gefundenen Werte für g zwischen 45 und 130°C cm/W lagen. 42 % der Werte lagen unter 60, 78 % unter 90°C cm/W und 88 % waren kleiner als 120°C cm/W .

Aus einer Gegenüberstellung der Belastungsströme und der Übertragungsleistungen von Masse-, Öl- und Druckkabeln ist ersichtlich, daß die übertragbare Leistung bei einem gegebenen Querschnitt eines 33-kV-Ölkabels um 13 % zunehmen kann, wenn an Stelle von $g = 120^\circ\text{C cm/W}$ ein g -Wert von 90°C cm/W zugrunde gelegt wird. Für $g = 60^\circ\text{C cm/W}$ nimmt die Übertragungsleistung sogar um 30 % zu. Für Kabel höherer Spannung ist der Übertragungsgewinn etwa von gleicher Größenordnung. Die Übertragungskosten nehmen mit zunehmender Größe des spezifischen Wärmewiderstandes des Bodens in ähnlicher Weise zu. Die Kapitalersparnis liegt zwischen 10 und 17 %, wenn $g = 90^\circ\text{C cm/W}$ beträgt; sie liegt zwischen 21 und 33 %, wenn $g = 60^\circ\text{C cm/W}$ an Stelle von $g = 120^\circ\text{C cm/W}$ beträgt.

Zur Messung des spezifischen Wärmewiderstandes des Bodens haben sich in Großbritannien zwei Meßverfahren eingeführt. Die Dauerheizmethode mit einer Kugel oder einem Zylinder ist die ältere und bei inhomogenen Böden zu bevorzugen. Die Kurzheizmethode mit einer Nadelsonde ist häufig vorteilhafter, da sie besonders einfach ist und schnell durchgeführt werden kann. Von den beiden näher beschriebenen und in Schaltskizzen wiedergegebenen Meßeinrichtungen werden bei der einen zur Temperaturmessung Thermoelemente und bei der anderen Widerstandsthermometer benutzt. Die letzterwähnte Meßeinrichtung ist besonders geeignet. Die Meßdauer beträgt 20 bis 30 min.

Der spezifische Wärmewiderstand des Erdbodens hängt hauptsächlich von seiner chemischen und physikalischen Beschaffenheit, seiner Dichte und seinem Feuchtigkeitsgehalt ab. Zur Abschätzung eines wirklichkeitsnahen Wertes von g ist eine einfache Einteilung der Bodensorten notwendig. Von den Verfassern werden Angaben über die Messung des Feuchtigkeitsgehaltes gemacht. Weiterhin werden Meßergebnisse über das Austrocknen der Erde in der Umgebung hochbelasteter Kabel mitgeteilt und der Einfluß der Bettungsmaterialien besprochen. Ein Werkzeug zur Entnahme von Bodenproben ist entwickelt worden. Es werden Richtlinien angegeben, die ein richtiges Vorgehen bei der Untersuchung der Bodenverhältnisse festlegen und einen Überblick während der Verlegungsarbeiten gestatten sollen. *Kmn*

DK 621.3.015.532 : 621.315.1.027.8

Koronauntersuchungen an Höchstspannungsleitungen. (Corona investigation on extra-high voltage overhead lines.) Nach Burgsdorf, V. V., u. Egorova, L. V., u. Emeljanov, N. P., u. Tihodeev, N. N.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 413; 21 S., 9 B., 14 Qu.

Die Verfasser berichten über experimentelle Koronauntersuchungen an Höchstspannungsleitungen in Rußland. Der Bericht umfaßt die Ergebnisse der Koronaverlustmessungen von Versuchsleitungen bei Moskau (bis 500 kV) und Leningrad (bis 750 kV) sowie von Übertragungsleitungen in diesen Gebieten. Die zur Messung verwendete Brückenschaltung für Spannungspotential war sorgfältig abgeglichen und arbeitete mit einem maximalen Fehler von 3%. Mit ihr konnten die Koronaverluste sowohl von Versuchsleitungen als auch von betriebsmäßigen Leitungen mit ausreichender Genauigkeit gemessen werden.

Zur Gegenüberstellung der Korona-Meßergebnisse von kurzen und langen Leitungen mit Einfach- und Bündelleitern wird eine Beziehung hergeleitet, die eine befriedigende Näherung ergibt und es gestattet, neben eigenen Meßergebnissen auch solche anderer Länder zum Vergleich heranzuziehen.

In einigen Diagrammen werden die Ergebnisse graphisch dargestellt, wobei zur Unterteilung die Verluste bei vier Witterungsarten (Trockenwetter, Regen, Rauhreif und Schnee) gesondert herausgestellt werden. Wie nicht anders zu erwarten war, ergibt sich dabei eine gewisse Streuung, die ihre Ursache in der stochastischen Verteilung der Koronameßwerte hat. Interessant ist eine Zusammenstellung von Meßergebnissen bei verschiedenen Teilleiterzahlen (1 bis 5), die, nach der erwähnten Formel aufgezeichnet, in einem weiten Bereich übereinstimmen.

Als wichtigstes Ergebnis der Koronaverlustmessungen werden in zwei Tafeln die mittleren jährlichen Verluste bei verschiedenen Leiterarten und den vier genannten Witterungsarten für Spannungen von 330 bis 500 kV angegeben.

Neben den Koronamessungen wird kurz über Störpegelmessungen im Frequenzbereich von 30 bis 300 kHz (Trägerfrequenz-Übertragung auf Hochspannungsleitungen), 0,15 bis 10 MHz (Rundfunkbereich) und 30 bis 300 MHz (UKW und Fernsehbereich) berichtet. In zwei Diagrammen werden die Meßergebnisse von Einfachleitern (24,4 bis 30 mm Dmr) und Dreierbündeln (Teilleiterdurchmesser 25,2 mm) angeführt. Die dabei auftretende große Streuung dürfte auf eine zu geringe Anzahl von Messungen zurückzuführen sein, da der einzelne Meßwert von vielen zufälligen Bedingungen abhängt, die nicht alle genau zu erfassen sind. Auf Grund der Störpegelmessungen wird der Standpunkt vertreten, daß bei einer Umstellung der Bündelleitungen von 400 auf 500 kV der Störpegel nicht unzulässig anwächst. *Sfr*

DK 621.3.015.532 : 621.315.1.027.8

Koronastörungen bei Höchstspannungsleitungen in Japan. (Bruit de corona en très haute tension au Japon.) Nach Yamada, T., u. Kondo, H.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 402; 32 S., 22 B., 3 Taf., 6 Qu.

Durch die große Bevölkerungsdichte in Japan bedingt, müssen Hochspannungsleitungen zum großen Teil über bewohnte Gebiete hinweggeführt werden. Den von diesen Leitungen erzeugten Hochfrequenzstörungen muß dabei besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden. Der Bericht gibt in drei Hauptabschnitten eine umfassende Behandlung dieses Störproblems.

Im ersten Abschnitt wird über grundlegende Untersuchungen an Reusen und Versuchsleitungen berichtet. Die Messungen in den Reusen (3 bis 4 m Dmr., 10 bis 20 m Länge) zeigen den Einfluß von Luftdruck, Leiterdurchmesser

und Oberflächenbeschaffenheit der Leiter auf den Störpegel und geben außerdem eine Analyse des Störimpulses hinsichtlich Frequenz, Impulszahl und Impulshöhe. Die Untersuchungen an drei verschiedenen Versuchsleitungen mit Einfachleitern und Zweierbündeln befassen sich hauptsächlich mit dem Einfluß der Witterung auf den Störpegel. Weiterhin wird die Höhe der Störung bei verschiedenen Frequenzen und Leiterarten untersucht und die Abhängigkeit der Hochfrequenzstörung von der Leitungslänge festgestellt.

Im zweiten Abschnitt wird zunächst über Störfeldstärke-Messungen an 275-kV-Betriebsleitungen berichtet, die über längere Zeiträume durchgeführt wurden und als Ergebnis Mittelwerte des Störpegels bei verschiedenen Witterungsarten und den Einfluß der Alterung der Leiterseile aufzeigen. Unter Verwertung aller dieser Meßergebnisse wird dann versucht, den Störpegel von beliebigen Leitungen im voraus zu bestimmen. Dazu ist es notwendig, den Störpegel einer Leitung mit bekannter Hochfrequenzstörung zum Vergleich heranzuziehen und die von dieser Leitung abweichenden Größen in einer empirisch ermittelten Formel zu berücksichtigen.

Der dritte Abschnitt befaßt sich mit Maßnahmen zur Verminderung des Störpegels und mit der Möglichkeit, den Rundfunkempfang im Störbereich einer Hochspannungsleitung zu verbessern. Da in Japan vorzugsweise Lichtnetzantennen für den Rundfunkempfang verwendet werden, können bei Annäherung von Niederspannungsleitungen an Hochspannungsleitungen durch Kopplung verschleppte Hochfrequenzstörungen den Empfang besonders leicht beeinträchtigen. Abhilfe kann durch geschirmte Antennenleitungen und durch Aufstellen von Antennen außerhalb des Störbereiches geschaffen werden.

Eine Verbesserung des Rundfunkempfanges ist auch möglich, wenn die Hochspannungsleitung selbst als Sendeanenne benutzt wird (Drahtfunk). In diesem Fall wird die Sendeenergie über Koppelkondensatoren auf die Leitung übertragen und gewährleistet eine gute Empfangsgüte im Störbereich der Leitung, solange der Nutzpegel etwa 30 bis 40 dB über dem Störpegel liegt. Als Nachteil wirken sich dabei Interferenzerscheinungen in 50 bis 100 m Entfernung von der Leitung aus, die nur durch sorgfältige Wahl der Sendefrequenz vermieden werden können.

Schließlich kann die Hochfrequenzstörung für bestimmte Frequenzen durch Resonanzkreise vermindert werden. In einem festen Abstand zum Hochspannungsleiter wird ein sogenannter „paralleler Hilfsleiter“ verlegt, der einseitig mit dem „Hauptleiter“ verbunden ist und durch Resonanzerscheinungen in einem bestimmten Frequenzbereich die Ausbreitung der Hochfrequenzstörung verhindert. Auch die Abstrahlung des „Drahtfunks“ kann dadurch begrenzt werden.

Insgesamt betrachtet, bringt der Bericht einen wertvollen Beitrag zum Problem der Hochfrequenzstörungen von Hochspannungsleitungen. Durch die Wahl der Oberflächenfeldstärke des Leiters als Bezugsgröße für die Hochfrequenzstörung ist eine gute Vergleichsmöglichkeit mit entsprechenden Messungen in anderen Ländern gegeben. Ein solcher Vergleich mit Ergebnissen, wie sie zum Beispiel in Deutschland gemessen wurden, zeigt eine Übereinstimmung in vielen Punkten. Gewisse Unterschiede sind durch die japanischen Meßgeräte bedingt, deren Bandbreite und Impulsbewertung von den international empfohlenen CISPR-Werten (CISPR = Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) abweicht. *Sfr*

DK 621.3.078 : 621.315.1.027.3(47)

Die Netzregelung mit verstärkter Wirkung in der UdSSR. (Le réglage à action forte dans les réseaux électriques de l'U.R.S.S.) Nach Venikov, V. A., u. Herzenberg, G. R., u. Kostenko, M. P., u. Neimann, L. R., u. Sovolov, S. A., u. Socolov, N. I.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 325; 16 S., 7 B., 8 Qu.

Zur Verbesserung der Stabilität der Energieübertragung über große Entfernungen wurden in der Sowjetunion Versuche mit einer Regelung mit sogenannter verstärkter Wirkung durchgeführt. Diese verstärkte Wirkung wird durch zusätzliche Beaufschlagung des Reglers mit einer oder auch zwei Ableitungen der Regelkreise erzielt. Praktisch entspricht dies der Einführung eines Vorhalts bei einem Proportional-Regler.

Diese Regelung wird vor allem für die Regelung der Erregung (Stoßerregung) bei Generatoren und Phasenschie-

bern angewendet. Doch können auch andere Größen, wie Frequenz, Polradwinkel und Leistungsströme nach diesem Prinzip geregelt werden. Die Totzeit des Reglers wird durch das beschriebene Verfahren auf maximal 0,15 s verkürzt, der Bereich der statischen und der dynamischen Stabilität wesentlich erweitert, außerdem wird eine schnelle Dämpfung der Polradschwingungen erzielt. Die Verfasser berichten, daß ein kurzzeitiger Asynchronbetrieb bei einer solchen Regelung der Erregung und eine Wiedersynchronisierung mit höherer Kraftwerksleistung möglich wäre. Für die Generatoren werden keine besonderen, die Maschinen verteuern- den Werte der Reaktanz und des Trägheitsmomentes gefordert.

Bei Energietransport in nur einer Richtung bringt die Regelung der Polrad-Winkelabweichung und ihrer ersten und zweiten Ableitung die besten Ergebnisse. Statt des Winkels kann auch eine Kombination von Strömen, Spannungen und ihren Ableitungen als Regelgröße verwendet werden, allerdings nur solange das Kraftwerk konstant betrieben und an der Schaltung des Netzes nichts geändert wird.

Im zweiten Teil des Berichtes wird über Erfahrung mit diesen Reglern im sogenannten Wolgakraftwerk (Kujbyschew) berichtet. Der dort eingesetzte Regler spricht auf Strom- und Spannungsänderungen an. Zur Stabilisierung des Regelkreises wird die erste Ableitung der Spannung und die erste und zweite Ableitung des Stromes verwendet. Auf der 400-kV-Leitung Wolgakraftwerk—Moskau wurden Versuche mit verstärkt wirkenden Erregerreglern durchgeführt, um die Verbesserung der dynamischen und statischen Stabilität mit ihrem Einfluß auf transiente Vorgänge zu zeigen. Die statische Stabilität der Übertragungsanlage blieb bei schrittweiser Steigerung der Transportleistung bis 730 MW bei einer Spannung von 432 kV am Leitungsanfang und 420 kV am Leitungsende bestehen.

Zur Spannungshaltung wurde die Erregung der Synchronphasenschieber am Leitungsende ebenfalls nach dem beschriebenen Prinzip geregelt. Die dynamische Stabilität wurde bei 540 MW Übertragungsleistung und abgeschalteter Reihenkompensation untersucht. Bei einem 0,8 s dauernden Doppelertkurzschluß, einem dreipoligen Kurzschluß von 0,7 s und einem einpoligen Erdkurzschluß von 0,9 s Dauer blieb die Verbindung stabil. Eine ähnliche Regelung ist für die Verbindung Stalingrad—Moskau vorgesehen.

Die Anwendung dieser Regelung ist auch für Kraftwerke vorgesehen, die im Verbundbetrieb arbeiten; zur Verbesserung der Betriebssicherheit sind aber noch theoretische und praktische Entwicklungsarbeiten durchzuführen.

Krr

DK 621.3.072.6 : 621.311.161

Die Notwendigkeit einer genauen Frequenzregelung in großen Verbundnetzen. Beschreibung eines Präzisionsreglers für Wasserturbinen. Erzielte Ergebnisse. (La nécessité d'un réglage précis de la fréquence dans les grands réseaux interconnectés. Description d'un régulateur électrique de haute précision pour turbines hydrauliques. Résultats obtenus. Nach Sinding, M. H., u. Andres, M. E.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 322; 19 S., 14 B., 4 Qu.)

Zur Erzielung und Sicherung einer guten Frequenzhaltung sind, wie die Verfasser mehrfach betonen, ausreichende Leistungsreserven und möglichst genau arbeitende Turbinenregler erforderlich. Außerdem müssen alle Turbinen an der Frequenzhaltung beteiligt werden. Der Betrieb mit Öffnungsbegrenzung, der in Norwegen bei Wassermangel durchgeführt wird, wird von den Verfassern abgelehnt. Turbinenregler mit hoher Empfindlichkeit, linearer Statik und entsprechender Stabilisierung regeln die Netzfrequenz so genau, daß die Leistungen der Maschinen unter normalen Betriebsbedingungen praktisch konstant gehalten werden. Je genauer die Turbinenregler sind und je mehr Turbinen mit präzisen Reglern ausgerüstet werden, um so kleiner wird die Netzstatik und um so besser die Frequenzhaltung.

Während im allgemeinen die Leistungsänderung einer Maschine als abhängig von ihrer Statik und der Frequenzänderung angenommen wird, geben die Verfasser eine Abhängigkeit von der Statik sowie dem Mittelwert der Frequenzänderung und des Unempfindlichkeitsbereiches des Regelkreises an. Einer Frequenzabweichung von 0,06 Hz vom Sollwert, einem Unempfindlichkeitsbereich von 0,02 Hz und einer Statik von 1 % entspricht als rein theoretischer Wert eine Leistungsänderung von $\pm 8\%$ vom Nennwert. Im praktischen Betrieb werden die Leistungsänderungen noch von

anderen Faktoren, z. B. von dynamischen Eigenschaften des Netzes und der Einstellung der Rückführung des Reglers beeinflusst; bei den genannten Werten für Frequenzhaltung und Unempfindlichkeitsbereich betragen die Leistungsänderungen $\pm 1,3\%$ vom Nennwert.

Zur Verbesserung der Frequenzhaltung werden vier Forderungen herausgestellt:

1. Höchste Empfindlichkeit des Reglers, d. h. der Regler soll auf kleinste Frequenzänderungen ansprechen.
2. Die Verstellgeschwindigkeit des Reglers soll so groß wie möglich gemacht werden, damit der Regler schon bei Beginn der Frequenzabweichung richtig eingreift.
3. Alle Maschinen am Netz sollen ständig mit einer möglichst kleinen Statik arbeiten, die der Reglerempfindlichkeit und der für die Frequenzhaltung verfügbaren Leistung angepaßt ist.
4. Es soll ein möglichst ausgedehntes Verbundnetz mit Frequenz-Leistungs-Regelung angestrebt werden.

Auf die Notwendigkeit einer überlagerten Netzregelung für größere Verbundnetze, deren Netzteile unter verschiedenen wirtschaftlichen Bedingungen arbeiten, wird ausdrücklich hingewiesen.

In einem weiteren Abschnitt wird ein hydroelektrischer Turbinenregler hoher Empfindlichkeit beschrieben. Dieser Regler hat einen Frequenzmeßumformer, der die Istfrequenz mit der einstellbaren Sollfrequenz vergleicht, ferner einen elektrischen Mischverstärker, einen zweistufigen hydraulischen Verstärker höchster Empfindlichkeit und einen Verteiler. Die Reibung im hydraulischen Verstärker ist auf ein Minimum verringert ($0,015 \cdot 10^{-6}$ W Verluste). Der Unempfindlichkeitsbereich des genannten Regelkreises liegt bei 0,02 Hz, die des Reglers eine Größenordnung höher. Die Statik des Reglers ist verstellbar (zwischen 0 und 10 %), ebenso die Rückführung, die den Proportionalcharakter des Reglers bewirkt, und der Einfluß der Geschwindigkeit der Frequenzänderung.

Diese Turbinenregler können an einen Netzregler (Sekundärregler) angeschlossen und in beliebiger Kombination betrieben werden. Der Netzregler kann dabei als Frequenz-Leistungs-Regler verwendet werden, ferner auch zur Regelung der Übergabeleistung allein (Frequenzeinfluß Null), zur Regelung der Frequenz allein und zur Leistungsregelung. Die aus den Abweichungen von Übergabeleistung und Frequenz gebildete Regelgröße des Netzreglers wird dem Regelmischverstärker des Turbinenreglers eingegeben.

Der letzte Abschnitt der Arbeit bringt Ergebnisse über den Betrieb im Leerlauf, bei Frequenzregelung am Netz, bei Lastabschaltung und bei Ausfall parallellaufender Maschinen. Die Versuche wurden vorwiegend im ostnorwegischen Netz mit Francis-Turbinen von 65 000 und 95 000 PS durchgeführt. Der Verlauf der Frequenz, Leitapparatstellung und Verteilerbewegung bei den verschiedenen Versuchen ist graphisch dargestellt.

Krr

DK 621.317.384 : 621.311.1.001.57

Näherungsweise Berechnung der Zusatzverluste und des Kostenfaktors mittels eines Gleichstrom-Netzmodells. (Évaluation approchée des pertes différentielles et du facteur de pénalité par un analyseur à courant continu.) Nach Carroll, D.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 306; 13 S., 5 B., 1 Taf., 4 Qu.)

In vielen Netzen können, wie der Verfasser ausführt, Kostenfaktoren und Zuwachsverluste mit einer für die meisten praktischen Bedürfnisse ausreichenden Genauigkeit auf Grund von Spannungsabfallmessungen am Gleichstrom-Netzmodell geschätzt werden. Er bemerkt jedoch einschränkend, daß die besten Ergebnisse erzielt werden, wenn das Verfahren auf Netze mit gleichartigen Impedanzwerten angewendet wird. Darunter sind Netze mit nur einer Spannungsebene und mit ausreichend gleichmäßig verteilten Kraftwerken (ohne wesentliche Blindleistungstransporte) zu verstehen. Die Unzulänglichkeiten des Gleichstrom-Netzmodells werden seiner Meinung nach in vielen Fällen durch seine einfache und schnelle Handhabung und durch die geringen Anschaffungskosten ausgeglichen.

Das Gleichstrom-Netzmodell eignet sich vor allem zur Ermittlung der Kostenfaktoren und der Zuwachsverluste bei kleineren Netzänderungen, wenn die Leistungsflüsse im Grundnetz aus Berechnungen oder Messungen am Wechselstrom-Netzmodell bekannt sind. Bei diesem Verfahren werden die Ströme im Netzmodell proportional dem Mittelwert

der Wirkleistungsflüsse an Leitungsanfang und -ende und die Leitungswiderstände des Netzmodells proportional den Leitungsimpedanzen des Drehstromnetzes angenommen. Aus Leitungswiderständen, Strömen und Stromänderungen werden Spannungsabfälle und Zuwachsverluste der Leitungen im Netzmodell ermittelt.

Ein weiterer Abschnitt des Berichtes behandelt die Zuwachsverluste, die durch das Abschalten einer Leitung hervorgerufen werden. Sie gehen aus der vom Verfasser abgeleiteten Formel hervor:

$$V_z = \frac{A}{2} [I_1 U_0] \cos \alpha_s.$$

Dabei bedeuten A eine Netzkonstante ($A = 1,9$ für das irische Netz), α_s den Impedanzwinkel des gesamten Netzes, I_1 den Strom der abgeschalteten Leitung unmittelbar vor der Abschaltung (im Netzmodell) und U_0 die Spannung an den Schalterpolen der abgeschalteten Leitung (im Netzmodell). Die Nachbildung der Abschaltung einer Leitung des irischen 110-kV-Netzes im Gleichstrom-Netzmodell ergab für die relativen Zuwachsverluste den Wert 0,0304. Eine Vergleichsmessung am Wechselstrom-Netzmodell ergab für die Abschaltung der gleichen Leitung den Wert 0,0341. Die verhältnismäßig große Abweichung beider Werte voneinander wird dem Einfluß des hohen Blindlastanteils zugeschrieben. Sie zeigt, daß die oben erwähnte Einschränkung des Verfahrens seine Anwendbarkeit begrenzt. *Krr*

DK 621.3.05.024.027.880(47)

800-kV-Gleichstromübertragung Stalingrad—Donbass. (Transport de l'énergie en courant continu sous 800 kV Stalingrad—Donbass.) Nach Groiss, E. S., u. Posse, A. V., u. Touretski, A. V.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 414; 20 S., 8 B., 1 Taf., 6 Qu.

Für die Energieübertragung auf der 475 km langen Strecke Stalingrad—Donbass standen zunächst 500 kV Wechselspannung und ± 400 kV Gleichspannung als investitionsmäßig beinahe gleichrangig zur Diskussion. Trotz der kurzen Entfernung hat man als Übertragungsspannung ± 400 kV Gleichspannung (Nennleistung 750 MW) gewählt, um Erfahrungen für spätere Gleichstromübertragungen bei sehr großen Leistungen und Entfernungen sammeln zu können.

Die Stromrichteranlagen bestehen aus vier gleichartigen Blöcken, von denen jeder einen Transformator und zwei Drehstrombrückenarme enthält. Die insgesamt vier Transformatoren sind parallel, die acht Brückenarme in Reihe geschaltet (100 kV je Brückenarm); ihr Mittelpunkt ist geerdet. Jeder Brückenarm enthält in jeder Phase zwei Gefäße in Reihe. Die Stromrichteranlagen werden 12-phasig betrieben. Der Blindleistungsbedarf der Stromrichter wird in Stalingrad durch die Synchronmaschinen des Kraftwerks, in Donbass durch Kondensatorbatterien (400 MVA) gedeckt, die mit den 220-kV-Sammelschienen verbunden sind.

Durch Störungen auf der Freileitung hervorgerufene Überspannungen werden durch Drosselspulen am Anfang der Leitung und durch eine mit der Gittersteuerung verbundene besondere Anlage für die Kommutierung auf 1,5-fache Betriebsspannung begrenzt. Wenn bei Versagen dieses Schutzes oder bei Überlagerung verschiedener Fehler höhere Überspannungen auftreten, sprechen Überspannungsableiter an, die zwischen jedem Pol der Freileitung und Erde liegen. Die untere Grenze ihrer Zündspannung beträgt $1,5 \cdot U_{\max}$ ($U_{\max} = 420$ kV gegen Erde), die obere Grenze $1,7 \cdot U_{\max} = 714$ kV. Wenn ein Ableiter anspricht, wird ein Halbkreis der Übertragungsstrecke durch den Gitterschutz geöffnet und nach einem ausreichenden Zeitintervall wieder geschlossen.

Jeder Pol der Freileitung trägt zwei Stahl-Aluminium-Seile mit 712 mm² Aluminium-Querschnitt bei einem gegenseitigen Abstand von 400 mm. Die zulässige Stromdichte beträgt 0,63 A/mm²; die Stromwärme-Verluste betragen bei Nennleistung 2,1 % hiervon; die maximale Feldstärke ist auf der Oberfläche der Leiter 24 kV/cm. Die mittleren jährlichen Koronaverluste betragen 4 kW/km. Die Leitung ist gegen Blitze durch ein Erdseil mit einem Schutzwinkel von 30° geschützt. Der Schutzpegel entspricht unter Berücksichtigung der bei Gleichstromübertragung günstigen Eigenschaften (automatische Wiedereinschaltung durch das Gitter, Begrenzung des Kurzschlußstromes, Aufrechterhaltung des Be-

triebes einer Systemhälfte nach dem Abschalten eines Poles) 150 bis 200 kA bei einem Erdwiderstand des Mastes von 7 bis 10 Ω .

Die Richtung des Leistungsflusses im Netz Stalingrad—Donbass kann mittels Regelglieder, die mit den Vorrichtungen zur Gittersteuerung beider Stationen in Verbindung stehen, automatisch oder durch ein Kommando umgekehrt werden. Die übertragene Leistung kann unabhängig von den Spannungsänderungen auf der Wechselspannungsseite (220 kV) konstant gehalten werden. Man kann sie ferner nach einem Programm steuern, um die Frequenz im Gebiet Donbass konstant zu halten. Für alle Werte der übertragenen Leistung regeln die Wechselrichter automatisch den Betriebsablauf als Funktion des minimalen Blindleistungsverbrauchs und minimaler Verlustenergie. *Ksn*

DK 621.316.93 : 621.311.4

Überspannungsbeanspruchungen in Stationen, die durch Kabel an Freileitungen angeschlossen sind. (Contraintes de surtension dans les sous-stations connectées par des cables à des lignes aériennes.) Nach Waste, W.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 314, Teil 3; 7 S., 1 Taf.

Abhängigkeit der Überspannungen von verschiedenen Parametern bei Stationen, die mittels Kabel angeschlossen sind. (Surtensions apparaissant dans les sous-stations avec connexion par cable en fonction de différents paramètres.) Nach Bán, G., u. Ignácz, P.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 314bis, Teil 1; 11 S., 18 B., 5 Qu.

Schutz gegen Überspannungen in Stationen mit Kabeleinführungen. (Protection contre les surtensions des sous-stations avec connexion par cable.) Nach Jirku, J., u. Gert, R.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 314bis, Teil 2; 12 S., 8 B., 1 Taf., 7 Qu.

Im Teil 3 des Berichtes Nr. 314 wird zunächst eine Übersicht über die zu diesem Thema vorhandenen Arbeiten gegeben.

Für die Bestimmung der Spannungen an den beiden Enden von Einführungskabeln bei Wanderwellen, die auf einer angeschlossenen Freileitung entstanden sind, wurde in den älteren Abhandlungen der Entstehungsort dieser Wellen immer in sehr großer Entfernung von der Station oder der Kabeleinführung angenommen. Erst in neuerer Zeit ist auch der Fall des Blitzeinschlages in die Freileitung in verhältnismäßig kurzer Entfernung von der Station untersucht worden. In diesem Falle kann bei langen Wellen die Spannung am stationsseitigen Kabelende den doppelten Wert der ursprünglichen Welle noch überschreiten. Die Dämpfung der Wanderwellen auf Freileitungen und Kabeln kann in solchen Untersuchungen zwar berücksichtigt werden, doch ist dies besonders im Hinblick auf die einzusetzenden Werte schwierig, weshalb die Dämpfung meist vernachlässigt wird.

Trotz vieler Veröffentlichungen über das Problem der Kabeleinführungen befaßten sich nur wenige Verfasser mit dem geeigneten Schutz der Stationen. Eine amerikanische Untersuchung für Netze bis 34,5 kV aufwärts behandelt die Frage, bis zu welchen Kabellängen Ventilableiter am leistungsseitigen Kabelende die Stationsgeräte noch schützen können. Für die Verwendung von Rohrableitern liegt eine ähnliche Untersuchung vor.

Beim Einbau von Ableitern am Kabelanfang erfährt wegen des niedrigen Wellenwiderstandes des Kabels jede anlaufende Wanderwelle eine Absenkung, so daß der Ableiter zunächst gar nicht ansprechen kann. Mit der deswegen erforderlichen Vorverlegung des Ableiters auf die Freileitung befassen sich mehrere Verfasser. Die Zwischenschaltung von Wellensperrdrosseln zwischen Freileitung und Kabel zum Zwecke eines leichteren Ansprechens der Ableiter, wie sie schon vor Jahrzehnten vorgeschlagen und auch versucht wurde, ist durch neuere Arbeiten wiederum interessant geworden.

Im Teil 1 des Berichtes Nr. 314bis berichten die Verfasser über theoretische Untersuchungen sowie auch über Versuchsergebnisse an einem Netzmodell und in Hochspannungsnetzen mit einem Synchronographen über den zweckmäßigsten Einbau von Ableitern bei Stationen mit Kabeleinführungen. An einem Beispiel einer Anlage, bei der zwischen Freileitung und Transformator ein 210 m langes Kabel liegt, wird gezeigt, daß bei Einbau eines Rohrleiters am Kabelanfang niedrigere Spannungen am Transformator auftreten als bei Verwendung eines Ventilableiters und daß am Kabelende selbst dann hohe Spannungen auftreten, wenn außer dem Transformator zwei weitere Kabel dort angeschlossen sind. Auch wenn zwischen Kabel und Trans-

formatqr eine längere Sammelschiene oder eine Freileitung mit hohem Wellenwiderstand zwischengeschaltet ist, ergeben sich besonders hohe Spannungen am Transformator.

Durch den Einbau von Rohrableitern oder Schutzfunkenstrecken in angemessener Entfernung vom Kabelanfang werden die Wellen abgeschnitten, und durch das anschließende Kabel wird ihre Höhe auf ungefährliche Werte erniedrigt. Diesem Versuchsergebnis wird große schutztechnische Bedeutung beigemessen. Die Mindestentfernung eines Ableiters vom Kabelanfang ist dadurch gegeben, daß er ansprechen muß, ehe die am Kabelanfang ausgelöste Abbauwelle beim Ableiter angekommen ist. Direkte Blitzeinschläge in den Teil der Freileitung zwischen Ableiter und Kabelanfang können durch ein oder mehrere Erdseile weitgehend vermieden werden.

Auf Grund umfangreicher derartiger Untersuchungen verlangen die tschechoslowakischen Empfehlungen für den Überspannungsschutz von Stationen und Leitungen in allen Fällen Rohrableiter am ersten oder zweiten Mast vor dem Kabelüberführungsmast. Bei Kabellängen bis 800 m werden außerdem Ventilableiter am stationsseitigen Kabelendverschluß gefordert und bei Kabellängen von 100 bis 800 m zusätzlich noch Ventil- oder auch Rohrableiter am leitungsseitigen Kabelendverschluß.

Im Teil 2 berichten die Verfasser über Untersuchungen des Einflusses verschiedener Parameter auf die maximale Spannung am Kabelende, d. h. an der Sammelschiene von ungeschützten Stationen, die mit einem Wanderwellenmodell durchgeführt wurden. Wenn es z. B. an der Blitzeinschlagstelle zu einem Überschlag in der Station kommt, so wirkt diese Überschlagstelle für rückläufige Wellen als Reflexionspunkt und der Erdungswiderstand bestimmt die Größe der hier reflektierten Welle. Bei einer 150- μ s-Welle ergab sich der kritische Erdungswiderstand, bei dem in der Station die höchsten Spannungen auftreten, zu 6 Ω .

Ferner haben die Zahl und die Art der Sammelschienenabgänge (Freileitungen oder Einführungskabel) wie auch die Entfernung der Einschlagstelle vom Kabelanfang einen wesentlichen Einfluß auf die Spannung an der Sammelschiene. So wird beispielsweise bei ein, zwei oder drei Freileitungsabgängen von der Sammelschiene die Spannung dort bei einer Kabellänge von 200 m auf 92 bzw. 86 bzw. 80 % des Wertes abgesenkt, der sich ohne Freileitungsabgang ergeben würde; bei einer Kabellänge von 1000 m dagegen nur auf 97 bzw. 94 bzw. 90 %.

Für den Schutz von Stationen mit Kabeleinführungen wird der Einbau von zwei Funkenstrecken oder Rohrableitern in 135 und 900 m Entfernung vom Kabelanfang empfohlen. Diese Anordnung wird hinsichtlich des Einflusses der Steilheit der Wellenstirn und der Kabellänge sowie des Erdungswiderstandes bei Einschlägen sowohl jenseits des vordersten Ableiters als auch zwischen beiden Ableitern untersucht.

Wte

DK 621.3.015.34.018 : 621.315.2.027.3

Dämpfung von Wanderwellen in Hochspannungskabeln. (Attenuation of travelling waves in high voltage cables.) Nach Stavners, J.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 314bis, Teil 3; 12 S., 11 B., 1 Taf.

Bei der Berechnung von Wanderwellenvorgängen in Hochspannungsanlagen übt die Dämpfung der Wellen einen mildernden Einfluß aus. Während jedoch für die Dämpfung von Stoßspannungen auf Freileitungen seit langem Werte bekannt sind, mangelte es bisher an solchen für Hochspannungskabel, so daß in den Berechnungen die Dämpfung meist vernachlässigt wurde. Insofern trägt dieser Bericht dazu bei, eine spürbare Lücke zu füllen. Er enthält gemessene Werte der Impulsdämpfung verschiedener Einleiter-Hochspannungskabel des Pirelli-Typs mit Nennspannungen von 120 bis 300 kV.

Für die Messung dieser Impulsdämpfung wurden Niederspannungsimpulse, deren Stirnzeiten kleiner als die doppelte Wellenlaufzeit im Kabel waren, auf den Kabelanfang gegeben, während das Kabelende offen blieb. Als Impulsdämpfung wird das Verhältnis der halben Impulsspannung am Ende des Kabels (wegen der Verdoppelung der Welle am offenen Ende) zur Impulsspannung am Anfang des Kabels bezeichnet.

Die Wellenimpedanzen der gemessenen Kabel lagen zwischen 17 und 33 Ω , die Kabellängen zwischen 227 und 4428 m. Für jedes der acht untersuchten Kabel sind die Dämpfungswerte in Abhängigkeit von der Stirnzeit der

Welle mit der Rückenhalbwertzeit als Parameter dargestellt. Diese neuzeitlichen Kabel haben eine sehr geringe Dämpfung, so daß bei Kabellängen bis etwa 500 m die Dämpfung keine wesentliche Verringerung der Spannungen bringt. Einige vergleichende Messungen mit Hochspannungsimpulsen mit Scheitelwerten bis etwa ein Drittel der Stehstoßspannung der Kabel ergaben noch keinen wesentlichen Unterschied gegenüber der Messung mit Niederspannungsimpulsen.

Wte

DK 621.314.57.013.8 : 621.313.322

Stromrichtererregung von großen Synchrongeneratoren zur Erzielung kleinster Spannungsabweichungen bei plötzlichen Laständerungen. (Grandes machines synchrones à excitation par redresseurs, pour variations brusques de charge n'impliquant que de faibles chutes dynamiques de tension.) Nach Hosemann, G.: CIGRE-Ber. 1960, Nr. 124; 19 S., 9 B., 6 Qu.

Normalerweise erfüllt die Erregungsanordnung mit Haupt- und Hilfserregermaschine und elektromechanischem Spannungsregler alle Forderungen bezüglich der Spannungshaltung und Stabilität. In Fällen, in denen Synchrongeneratoren über lange Leitungen arbeiten oder mit pulsierenden Lastschwankungen beaufschlagt werden, sind Anordnungen mit Stromrichtererregung und Elektronikregler wegen ihres schnellen Eingreifens günstiger. Die Überlegenheit dieser Anordnung gegenüber den Erregermaschinen tritt besonders bei der Energieversorgung von Walzenstraßen zutage. Hierfür werden als Beispiele verschiedene Wärmekraftgeneratoren mit 46,7 und 20 MVA genannt, bei denen die maximale Spannungsabweichung von $\pm 7\%$ auf $\pm 0,5\%$ der Nennspannung durch Anwendung der Stromrichtererregung vermindert werden konnte.

Als weitere Anwendungsbereiche werden Großgeneratoren, bei denen die unmittelbare Kupplung der Erregermaschine Schwierigkeiten bereitet, Blindleistungsmaschinen und große Synchronmotoren genannt.

Ach

DK 621.375.4 : 621.313.236.3

Transistoren im Vorverstärker für Amplidynen und magnetische Verstärker. Nach Lott, H. G.: AEG-Mitt. Bd. 50 (1960) S. 58–61; 8 B., 4 Qu.

Als Vorverstärker für Amplidynen und magnetische Verstärker verwendet man mit Vorteil Transistoren, da diese gegenüber den Eigenzeitkonstanten der nachgeschalteten Verstärker praktisch verzögerungsfrei arbeiten. Gemessen an den Zeitkonstanten von Verstärkermaschinen und magnetischen Verstärkern ist die Zeitkonstante von Transistorverstärkern um etwa drei bis vier Zehnerpotenzen kleiner, so daß der Einfluß der Transistoren bei den Stabilitätsbetrachtungen vernachlässigt werden kann. Transistoren sind daher, vom Standpunkt der Dynamik gesehen, ideale Verstärkerelemente. Sie lassen sich gleichermaßen gut als stetige Verstärker und als Schalter verwenden.

Stetig arbeitende Transistor-Gleichstromverstärker eignen sich für Amplidynen und magnetische Verstärker mit Durchflußsteuerung. Bei der Verbindung von Transistoren und magnetischen Verstärkern mit Spannungs-Zeitflächensteuerung ergibt sich je nach der Betriebsart des Transistors — als Schalter im Rückstromkreis oder als nichtlinearer Widerstand — eine verschiedene Arbeitsweise mit gleichem Steuereffekt. Wird der Transistor als Schalter verwendet, dann bestimmt die Schließzeit des Kontaktes die steuernde Spannungs-Zeitfläche. Bei Verwenden des im Stromkreis liegenden Transistors als nichtlinearer Widerstand wird der Steuerstrom von dem Transistor bestimmt. Die Wirkungsweise dieser beiden Schaltungen erläutert der Verfasser an Hand von Schaltplänen und graphischen Darstellungen des Spannungs- und Flußverlaufes an den Elementen eines magnetischen Verstärkers.

Die zunehmende Anwendung der magnetischen Verstärker, die grundsätzlich aus sättigbaren Drosseln und Halbleiter-Gleichrichtern bestehen, wird durch die Verbindung mit Transistoren nicht eingeschränkt, da die Transistoren die gleichen Betriebseigenschaften wie magnetische Verstärker aufweisen. Sie sind wartungsfrei, ständig betriebsbereit und lassen die gleiche hohe Umgebungstemperatur zu. Bekanntlich verhält sich ein Transistor bei positiven Kollektor-Basis-Spannungen wie ein ungesteuerter Halbleiter-Gleichrichter. Bei Sperrbeanspruchung kann der Leckstrom durch den Emittierstrom eingestellt werden. Für magnetische Verstärker mit verhältnismäßig kleinen Ausgangsleistungen wird der Transistor als leckstromsteuerbarer Last-Gleichrichter verwendet.

Hik

VERBANDSNACHRICHTEN

VDE

Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21

Fernruf: 60 341; Fernschreiber (Telex): 04-12 871;

Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund;

Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

**Inkraftsetzung der Änderung VDE 0712 Teil 2 b/4. 61
„Vorschriften für Zubehör für Leuchtstofflampen und Leuchtstoffröhren mit Nennspannungen unter 1000 V“, Teil 2
„Sondervorschriften für Vorschaltgeräte“**

Gegen den in ETZ-A Bd. 81 (1960) S. 759 angekündigten Entwurf sind Einsprüche eingegangen, die von der VDE-Kommission 0712 „Zubehör für Leuchtstofflampen“ unter Vorsitz von Dr.-Ing. C. H. Sturm ordnungsgemäß behandelt wurden. Die so entstandene Schlußfassung dieser Änderung hat der Vorstand des VDE im Februar 1961 genehmigt und zum 1. April 1961 in Kraft gesetzt. Die bisherige Fassung der Vorschrift gilt daneben für die Fertigung bis zum 31. Dezember 1961.

Diese Änderung erscheint nicht als Einzeldruck, sondern wird zusammen mit der Änderung a in VDE 0712 Teil 2/4. 57 eingearbeitet. Damit erhält VDE 0712 Teil 2 das Datum 4. 61.

Einzeldrucke dieser Vorschrift können unter der Bezeichnung VDE 0712 Teil 2/4. 61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,60 DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker

Der Generalsekretär

Lauster

Entwurf 1 VDE 0720 Teil 14/...61 „Sondervorschriften für Elektrowärmegeräte, deren unter Spannung stehende Teile betriebsmäßig mit stromleitenden Flüssigkeiten in Verbindung stehen“

Die VDE-Kommission 0720 „Elektrowärme“ hat unter Vorsitz von Dr.-Ing. N. Nawo den Entwurf 1 zu VDE 0720 Teil 14 ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, diese Sondervorschrift zum 1. Oktober 1961 in Kraft zu setzen, da zum 30. September 1961 die Verlängerung von VDE 0720/12. 53 auch in ihrer Gültigkeit für Elektrowärmegeräte mit Elektroden abläuft [s. ETZ-A Bd. 81 (1960) S. 956].

Einzeldrucke dieses Entwurfes können unter der Bezeichnung VDE 0720 Teil 14/...61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,50 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen diesen Entwurf können bis zum 15. Mai 1961 bei der VDE-Vorschriftenstelle eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende

Nawo

VDE-Vorschriftenstelle

Weise

VDE-Verlag GmbH

Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33

Neu erschienen sind:

VDE-Fachberichte 21. Band, 1960, DIN A 4, 204 S., 349 B.,
kart. DM 30,—, für VDE-Mitglieder DM 25,—

VDE-Schriftenreihe Heft 11, Erläuterungen zu den Bestimmungen für das Errichten von Starkstromanlagen mit Nennspannungen von 1 kV und darüber VDE 0101/7. 60. 2. verbesserte und ergänzte Ausgabe 1961 DM 4,—

Folgende Gesamtfassung liegt vor:

VDE 0616/6. 60 Vorschriften für Lampenfassungen und Lampensockel bis 750 V DM 1,50

Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21

NTG-Fachtagung „Fernwirktechnik“

Der NTG-Fachausschuß 20 „Fernwirktechnik“ veranstaltet vom 4. bis 6. Oktober 1961 in Stuttgart eine Fachtagung über das Thema „Fernwirktechnik“. Einladungen hierzu ergehen zur gegebenen Zeit.

In den Vorträgen sollen insbesondere die allgemeinen theoretischen Grundlagen und die Anwendungen auf den Gebieten der Versorgungsbetriebe (Gas, Elektrizität, Wasser einschließlich Abwasser), des Verkehrs (Schiene, Straße, Wasserstraße, Luft), des Fernmeldewesens sowie der Fertigungsbetriebe behandelt werden.

Fachkollegen, die sich mit einem Vortrag beteiligen wollen, werden gebeten, bis spätestens zum 15. April 1961 das Thema unter Beifügung einer kurzen Inhaltsangabe bei dem Fachausschußleiter, Dr. rer. nat. Dr.-Ing. habil A. Dennhardt, Hannover, Marienstraße 34, einzureichen.

Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE

Geschäftsführung

Burghoff

VERANSTALTUNGSKALENDER

Bayreuth: VDE-Bezirksverein Nordbayern, Zweigstelle Bayreuth, Alexanderstr. 11-13.

17. 3. 1961, 20.00, BELG, Hörsaal, Kanalstr. 2: „Die Schutzmaßnahmen gegen zu hohe Berührungsspannung gewinnen erhöhte Bedeutung“, Dipl.-Ing. M. Weber, Erlangen.

Biberach: ETV Württemberg, Zweigstelle Biberach, i. Hs. Energieversorgung Schwaben.

14. 3. 1961, 17.00, EVS, Sitzungssaal, Biberach: „Das amerikanische Raumfahrtprogramm und die Trägerrakete SATURN“, D. E. Kölle DGRR, Stuttgart.

Bielefeld: VDE-Bezirk Westfalen-Ost, Bielefeld, Kavalleriestr. 26.

22. 3. 1961, 18.00, Gesellschaftshaus „Ressource-Eintracht“, Klosterplatz 9: Jahreshauptversammlung und Filmvorführung „Olgewinnung und -verteilung in Deutschland“.

Braunschweig: ETV Braunschweig, Technische Hochschule, Pockelstr. 4.

16. 3. 1961, 20.00, Technische Hochschule, Hörsaal M 1: „Elektrische Messung nichtelektrischer Größen“, Dr.-Ing. H. F. Grave, Heiligenhaus.

Darmstadt: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Zweigstelle Darmstadt, Luisenstr. 12 (Heag-Haus).

22. 3. 1961, 19.30, Technische Hochschule, großer Hörsaal für Elektrotechnik: „Grundbausteine der Materie“, Dr. H. v. Buttler, Darmstadt.

Erlangen: VDE-Bezirksverein Nordbayern, Zweigstelle Erlangen, Nägelsbachstr. 25.

23. 3. 1961, 19.30, Universität, Physikalisches Institut, großer Hörsaal, Glückstr. 6: „Elektrische Messung nichtelektrischer Größen“, Priv.-Doz. Dr.-Ing. H. F. Grave, Heiligenhaus.

Frankfurt: VDE-Bezirksverein Frankfurt, Rothschildallee 33.

21. 3. 1961, 17.30, Hörsaal für Angewandte Physik, Robert-Mayer-Str. 2: „Transistorgeregelte Umkehrantriebe“, Dr.-Ing. D. Ströle, Erlangen.

Hagen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Hagen, Frankfurter Str. 89.

23. 3. 1961, 18.00, Elektromark, Vortragssaal: „Technische Anwendung radioaktiver Isotope in der Betriebskontrolltechnik“, Dr.-Ing. W. Schäfer, Heiligenhaus.

Hamburg: VDE-Bezirk Hamburg, Gerhart-Hauptmann-Platz 48.

23. 3. 1961, 17.30, Museum für Völkerkunde, großer Vortragssaal, Rothenbaumchaussee 64: „Aktuelle Probleme der Astronomie unter besonderer Berücksichtigung der elektrischen Phänomene“, Prof. Dr. Wellmann, Hamburg.

Hannover: ETG Hannover, Bischofsholer Damm 70.

21. 3. 1961, 18.15, Technische Hochschule, Hörsaal 42: „Fernsehen im UHF-Band IV“, H. J. Borho, Hannover.

Kassel: VDE-Bezirksverein Kassel, Scheidemannplatz 1.

16. 3. 1961, 18.00, Hessisches Landesmuseum, Hörsaal: „Grundlagen des Strahlenschutzes“, Dr. rer. nat. R. Plesch, Karlsruhe.

Köln: VDE-Bezirk Köln, Köln-Riehl, Amsterdamer Str. 192.

17. 3. 1961, 18.00, Senatshotel, Festsaal der Kölner Bürgergesellschaft, Eingang Laurentiusplatz: Jahresversammlung des VDE-Bezirks Köln.

27. 3. 1961, 17.00, Sankt Severin, Eingang am Turm: Führung durch das römisch-fränkische Gräberfeld unter der Kirche Sankt Severin.

Kiel: VDE-Bezirk Schleswig-Holstein, Kiel, Gartenstr. 6-10.

21. 3. 1961, 17.30, Schleswig-Holsteinische Landesbrandkasse, kleiner Saal, Gartenstr. 4: „Neuzeitliche Schiffsschalttafeln“, Obering. Schmieder.

München: ETV München, München 8, Rosenheimer Str. 5.

20. 3. 1961, 18.00, Deutsches Museum, Vortragssaal 1: „Ein 7-GHz-Richtfunksystem für 120 Sprechkanäle zum Einsatz bei Post- und Bahnverwaltungen und bei Unternehmen der Elektrizitätsversorgung“, Dr. H. Leysieffer, München.

Münster: ETV des Rheinisch-Westfälischen Industriebezirks Essen, Zweigstelle Münster, Herwarthstr. 6-8.

16. 3. 1961, 19.30, Staatliche Ingenieurschule für Bauwesen, Physikaal, Eingang Lotharingerstr.: „Anfahrprobleme bei Kurzschluß-Motoren“, Dipl.-Ing. E. Ueckert, Rheyd.

- Neheim-Hüsten:** VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Neheim-Hüsten, Heidestr. i. Hs. Lenze KG.
16. 3. 1961, 20.00, Hotel Egen, Mendenerstr. 15: „Probleme des Oberflächenschutzes von Erzeugnissen der Starkstromtechnik“, Obering. K. Dhen, Frankfurt a. M.
- Nürnberg:** VDE-Bezirk Nordbayern, Nürnberg, Keßlerstr. 40.
21. 3. 1961, 19.30, Ohm-Polytechnikum, Keßlerstr. 40: „Technik und Einsatzmöglichkeiten eines 100-kV-Experimentierbaukastens“, Dipl.-Ing. W. Zaengl, München.
28. 3. 1961, 19.30, Germanisches National-Museum, Vortragssaal, Kartäusergasse 7: „Frühlingsfahrt in den Orient“, Dir. M. Neumüller, Linz.
- Siegen:** VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Siegen, Hubertusweg 29.
16. 3. 1961, 18.00, EW Siegerland, Belegsaal, Juliusstr.: „Silikone — hochwertige Werk- und Hilfsstoffe des Ingenieurs“, Prof. Dr. W. Noll, Leverkusen.
- Solingen:** VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Solingen, Donaustr. 51.
28. 3. 1961, 19.30, CVJM-Heim, Am Birkenweiher 42: „Schutzeinrichtungen für Stromerzeuger und Verteilernetze in Industrieanlagen“, Dipl.-Ing. E. W. Dörrenberg, Frankfurt a. M.
- Wetzlar:** VDE-Bezirksverein Frankfurt, Zweigstelle Gießen, Schanzenstr. 3.
28. 3. 1961, 17.00, Gaststätte „Erholung“, Wetzlar, am Goldfischteich: „Technische Anwendungen radioaktiver Isotopen in der Betriebs-Kontroll-Technik“, Dr. Schäfer, Heiligenhaus.
- Wolfenbüttel:** ETV Braunschweig, Technische Hochschule, Pockelstr. 4.
17. 3. 1961, 18.00, Staatliche Ingenieurschule Wolfenbüttel, Physikaal: „Elektrische Messung nichtelektrischer Größen“, Dr.-Ing. H. F. Grave, Heiligenhaus.
- Essen:** Haus der Technik, Essen, Hollestr. 1.
20. 3. 1961, 17.00, Haus der Technik, Hörsaal B: „Ultraschall-Schweißmaschine“, Dr. W. Leheldt, Heppenheim.
- Wuppertal:** Technische Akademie Bergisch Land, Wuppertal-Elberfeld, Hubertusallee 18.
13. 3. bis 15. 3. 1961 und vom 15. 3. bis 17. 3. 1961; Kursus A; am 13. und 14. 3. von 9.00—12.00 und 15.00—17.00, am 15. 3. von 9.00—12.00. Kursus B; am 15. 3. von 14.00—17.00, am 16. und 17. 3. von 9.00—17.00. (Zwei gleiche, in sich abgeschlossene Veranstaltungen) Staatliche Ingenieurschule für Maschinenwesen, Gartenstr. 5: „Meßtechnisches Praktikum unter besonderer Berücksichtigung von VDE 0100“, Baurat Dipl.-Ing. A. Winkler u. Baurat Dipl.-Ing. H. Roßberg.
20. 3. bis 22. 3. 1961, 9.00—17.00, Technische Akademie, Hubertusallee 18: „Transistortechnik, Teil II“, Oberbaurat Dr.-Ing. habil. C. Moerder, Karlsruhe, Dipl.-Phys. W. Spengler.
22. 3. bis 24. 3. 1961, 9.00—12.00 und 14.00—17.00, Technische Akademie, Hubertusallee 18: „Korrosionsschutz unterirdischer Anlagen“, K. Bierenbrodt, W. Kirsch.

BEKANNTMACHUNGEN

Fachtagung des Deutschen Atomforums „Reaktortheorie“

Am 26. und 27. April 1961 findet in Stuttgart im Recheninstitut der Technischen Hochschule, Herdweg 51, eine Fachtagung über das Spezialgebiet „Reaktortheorie“ statt.

Die Leitung der Tagung hat Prof. Dr. Höcker, Stuttgart, Institut für theoretische und angewandte Physik der Technischen Hochschule, übernommen. Anmeldungen zur Teilnahme nimmt das Sekretariat des Deutschen Atomforums, Düsseldorf, Friedrichstraße 2, Fernruf 2 76 44/45, entgegen.

Deutsche Gesellschaft für Elektronenmikroskopie e. V.

Die Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Elektronenmikroskopie e. V. findet vom 24.—27. September 1961 in Kiel im Anatomischen Institut (Dir. Prof. W. Bergmann) statt. Anfragen sind zu richten an: Dr. H. Kehler, Farbwerke Hoechst AG., Frankfurt a. M.-Höchst.

Der alle vier Jahre stattfindende Internationale Kongreß der International Federation of Electron Microscopy Societies wird auf Einladung der Amerikanischen Gesellschaft für Elektronenmikroskopie vom 29. August bis 5. September 1962 in Philadelphia stattfinden. Anfragen sind zu richten an: Fifth International Congress for Electronic Microscopy, 7701 Burholme Avenue, Philadelphia 11, Pennsylvania, USA.

PERSÖNLICHES

E. Göbel. — Direktor Dipl.-Ing. Ernst Göbel, Vorstandsmitglied der Rheinischen Elektrizitäts-A.G. und der Aktiengesellschaft für Energiewirtschaft, Mannheim, vollendete am 10. Februar 1961 sein 65. Lebensjahr.

Nach Abschluß seines Studiums an der TH Darmstadt begann Göbel seine berufliche Laufbahn beim Elektrizitätswerk Rheinhessen AG in Worms. In der langen Zeit seines dortigen Wirkens hat er sich um die rheinhessische Elektrizitätsversorgung sehr verdient gemacht. Nach dem Übertritt in den Vorstand der Rheinelektra und der Aktiengesellschaft für Energiewirtschaft

(AfE), Mannheim, vor jetzt mehr als 10 Jahren dehnte sich sein Arbeitsfeld auch auf die von diesen Gesellschaften betrauten Elektrizitätsversorgungsbetriebe aus. Hinzu traten die Aufgaben der Rheinelektra als Fachgesellschaft für elektrische Anlagen. Hier hat Göbel sein Interesse vor allem dem Ortsnetzbau zugewandt und dieses Gebiet wieder auf den ihm zukommenden gewichtigen Platz im Anlagenbau gehoben.

Neben der Tätigkeit in den Unternehmen hat Göbel seine Kenntnisse und Erfahrungen auch der Organisation der deutschen Elektrizitätswirtschaft zur Verfügung gestellt. Mit vielen Kollegen aus der Energiewirtschaft ist er durch diese gemeinsame Arbeit persönlich verbunden.

W. Spindler

P. F. S. Otten. — Dipl.-Ing. P. F. S. Otten, Präsident der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken in Eindhoven (Holland), wurde am 31. Dezember 1960 65 Jahre alt.

Otten wurde in Berlin geboren — sein Vater war damals Chefingenieur bei der AEG in Berlin — und kam im Jahre 1924 zu Philips, wo er 1939 zum Präsidenten der Gesellschaft gewählt wurde. In der Zeit, in der Otten an der Spitze des Vorstandes des Unternehmens stand, hat sich dieses zu dem heute weit und breit bekannten Weltunternehmen entwickelt.

Wie er auf der ordentlichen Hauptversammlung der Gesellschaft im Mai 1960 ankündigte, wird Otten wegen Erreichens der dafür vorgesehenen Altersgrenze das Amt des Präsidenten im Frühjahr 1961 niederlegen und auf Wunsch des Aufsichtsrates dessen Vorsitz übernehmen.

fi

JUBILÄEN

K. Kenter. — Sein 25-jähriges Dienstjubiläum bei der Telefonen GmbH beging am 1. Februar 1961 Direktor Karl Kenter, Leiter des Anlagenwerkes Ulm.

Von seinem Eintritt bei Telefonen bis zum Kriegsende war Kenter in leitender Stellung als Fabrikationsingenieur tätig. Nach 1945 verstand er es als technischer Leiter des Einkaufs, dank seiner umfassenden Kenntnisse auf dem Gebiet des Großsunderbaues und der Fertigung von elektroakustischen Anlagen, auch die schwierigsten Materialsituationen zu überwinden.

1950 übernahm Kenter die technische Leitung des damaligen Rundfunkwerkes in der Schwedenstraße in Berlin. Der Vorstand des Unternehmens ernannte ihn 1954 zum Betriebsdirektor. 1956 wurde er mit der technischen Leitung des Anlagenwerkes Ulm betraut.

fi

Norddeutsche Kabelwerke Aktiengesellschaft. — Die Norddeutsche Kabelwerke Aktiengesellschaft konnte am 29. Dezember 1960 auf ihr 50-jähriges Bestehen zurückblicken.

Das seinerzeit von der Mix & Genest, Telephon- und Telegraphen-Werke Aktiengesellschaft als GmbH gegründete Unternehmen begann mit der Produktion zunächst in den Fabrikanlagen der Muttergesellschaft. Aber schon im Jahre 1914 wurde der Aufbau einer selbständigen Fabrik in Berlin-Neukölln in die Wege geleitet. Gleichzeitig wurde die GmbH in eine Aktiengesellschaft umgewandelt. Nach Überwindung der schwerwiegenden Folgen zweier Weltkriege hat sich die Gesellschaft inzwischen zu einem Unternehmen entwickelt, das fast 1600 Werksangehörige beschäftigt. Die Aktienmajorität — bis zum Jahre 1942 bei der Gesellschaft für elektrische Unternehmungen Ludwig Loewe & Co. AG, Berlin — befindet sich heute im Besitz der AEG.

Nachdem ursprünglich nur Telefonschnüre, isolierte Leitungen und Drähte gefertigt wurden, die ganz auf den Bedarf der Gründergesellschaft zugeschnitten war, wurde mit dem Anwachsen des Abnehmerkreises und den damit verbundenen Anforderungen das Fertigungsprogramm immer umfangreicher und vielseitiger. Es umfaßt heute papier- oder kunststoffisolierte Hoch- und Niederspannungskabel mit Metall- oder Kunststoffmänteln, Trägerfrequenz- und Fernmeldekabel, Hochfrequenzkabel, Stark- und Schwachstromleitungen sowie Dynamo- und Transformatorendrähte, Gießharz-Garnituren und die Planung und Montage von Kabelnetzen für Starkstrom- und Fernmeldeanlagen.

fi

BÜCHER

DK 621.3.078.001.5

Entwurf automatischer Regelsysteme. Von J. G. Truxal. Mit 726 S., 595 B., Format 16 cm × 24 cm. R. Oldenbourg Verlag GmbH, Wien und München 1960. Preis Ganzln. 64,— DM.

Es ist erfreulich, daß dieses vor fünf Jahren in den USA erschienene Standardwerk nunmehr auch in deutscher Übersetzung vorliegt.

Im Hinblick auf die Tatsache, daß es in den USA ein sehr großes Lehrbuch-Schrifttum auf dem Gebiete der Regelungstechnik gibt und somit der Verfasser von der Annahme ausgehen konnte, daß seine Leser zumindest mit den Grundlagen der Regelungstechnik vollständig vertraut sind, stellt das Werk an den Leser einige Anforderungen. Um nun auch dem Leser mit sehr bescheidenen Vorkenntnissen das erfolgreiche Durcharbeiten dieses Werkes zu ermöglichen, haben die Übersetzer einen Anhang hinzugefügt, in dem einige der wichtigsten mathematischen Hilfsmittel der Regelungstechnik (Übertragungsfunktion, einige Stabilitätskriterien, Bode- und Nichols-Diagramme) erläutert werden.

Neben einer eingehenden theoretischen Untersuchung der linearen Regelungsprobleme enthält das Werk zwei Kapitel über die Behandlung nichtlinearer Systeme und ferner je ein Kapitel, das sich mit dem Entwurf von Regelungssystemen auf statistischer Grundlage und dem Entwurf von diskontinuierlichen Regelungssystemen beschäftigt. Somit bietet das Buch dem Leser auch Zugang zu den neueren Gebieten der Regelungstheorie, die sich in raschem Aufbau befinden.

Es spricht für das Werk, daß es dem Rezensenten, der sich bereits vor vier Jahren einmal gründlich mit ihm beschäftigt hat, trotz der rapiden Entwicklung der Regelungstheorie noch nicht „verstaubt“ erscheint. E. Pestel

DK 621.396.012.12

Die Praxis der Kreis- und Leitungsdiagramme in der Hochfrequenztechnik. Von H. Geschwinde. Mit 60 S., 44 B., Format 15 cm × 21 cm. Franzis-Verlag, München 1959. Preis Ganzln. 10,80 DM.

Das Buch bringt im Teil A die Umwandlung von Reihenschaltungen aus Wirk- und Blindwiderständen in äquivalente Parallelschaltungen mit gleicher Wirk- und Blindleistung sowie die Umkehrung. Die Inversion führt auf Kreise als Ortskurven. Auf S. 21 und 22 findet man die Anwendung auf Resonanztransformationen mit 2 Blindwiderständen, wie sie bereits von Küpfmüller [ENT Bd. 12 (1935) S. 107—113] angegeben wurden. Anschließend werden Formeln für T- und Π -Schaltungen mit drei Blindwiderständen ohne Ableitung gebracht. Als Beispiel dient die Berechnung eines Π -Filters zur Anpassung einer Antenne bei drei Frequenzen an einen Senderwiderstand von 2 k Ω . Es wäre zu wünschen, daß in einer zweiten Auflage die Kreisdiagramme in Bild 14 und 20 größer auf Faltblättern und versehen mit einem grobmäschigen, rechtwinkligen Netz wiedergegeben werden. In Bild 7 b fehlen an vier Stellen und in Bild 8 a an zwei Stellen die Einheiten Ω . In Bild 19 c soll es heißen $-j X_k = -j \sqrt{8,60 \Omega} = -j 21,9 \Omega$.

Teil B bringt die Transformation von Widerständen über homogene, verlustlose Leitungen mittels des bekannten Smith-Diagramms. Zunächst werden das Leitungsdiagramm nach O. Schmidt und Buschbeck und das transformierte Kreisdiagramm nach P. H. Smith schematisch gegenübergestellt. Mit dem Smith-Diagramm werden folgende Beispiele behandelt:

1. Eingangswiderstand einer am Ende kurzgeschlossenen Leitung bei Leitungslängen $< 0,25 \lambda$ und $> 0,25 \lambda$;
2. Transformation eines komplexen Abschlußwiderstandes über eine Leitung von 60 Ω oder zwei Leitungen mit Wellenwiderständen von 30 Ω und 60 Ω ;
3. Transformation von komplexen Widerständen auf einen reellen Wert, der dem Wellenwiderstand einer Anschlußleitung entspricht;
4. Bestimmung des Eingangswiderstandes eines Kabels mit Dämpfung und komplexem Abschlußwiderstand.

Die Genauigkeit der angegebenen Zahlenwerte entspricht der eines kleinen Rechenschiebers. Es ist für jüngere Elektrotechniker lohnend, das einfach geschriebene Bändchen durcharbeiten. Gelegentlich haben sich Fehler in der Schreibweise der Gleichungen eingeschlichen. Als Beispiel sei angeführt:

Auf S. 44 lautet Zeile 11

$$R_a = -j X/Z = 1,2 \quad R_a = -j X = -j 1,2 Z [\Omega].$$

Es muß heißen:

$$\frac{R_a}{Z} = -j X/Z = 1,2 j \quad R_a = -j X = +j 1,2 Z; \\ \text{also } X = -1,2 Z.$$

Die eckige Klammer $[\Omega]$ muß wegfallen, da X und Z Größen sind, die das Produkt aus Zahlenwert und Einheit bedeuten.

O. Zinke

Abschluß des Heftes 3. März 1961

Schriftleitung: Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21; Fernruf 60 341, Fernschreiber (Telex) 04-12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. P. Jacotet (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. F. Meske und Dipl.-Ing. K. Rangs.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21.

BUCHHEINGÄNGE

(Ausführliche Besprechung vorbehalten)

Streifenleitungen. Einführung in die Theorie und Technik bei Höchstfrequenzen. Von G. Geschwinde und W. Krank. Mit 158 S., 197 B., 2 Taf., Format 15 cm × 21 cm. C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Füssen 1960. Preis Ganzln. 19,60 DM.

Die Schallmeßbübel für die Lärmbekämpfung. Von W. Bürck. 2. erw. Aufl. Mit 152 S., zahlr. B. und Taf., Format 15 cm × 21 cm. Hrsg. Rohde & Schwarz. Verlag R. Oldenbourg KG, München 1960. Preis brosch. 9,80 DM.

Dehnungsmessungen. Geeignete Geräte und ihre Anwendung. Von H. G. Mebus. Mit 136 S., 177 B., Format 15 cm × 21 cm. C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Füssen 1960. Preis Halbln. 14,80 DM.

Einführung in die Technische Thermodynamik und in die Grundlagen der chemischen Thermodynamik. Von E. Schmidt. 8. verb. Aufl. Mit 563 S., 244 B., 72 Taf., Format 16 cm × 24 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1960. Preis Ganzln. 33,— DM.

Elektrische Meßtechnik. Wechselstrommeßtechnik. Bd. 2. Von W. Schwerdtfeger. 4. Aufl. Mit 276 S., 168 B., 20 Taf., Format 15 cm × 21 cm. C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Füssen 1960. Preis Ganzln. 15,60 DM.

Ionosphäre und drahtloser Weitverkehr. H. 54 der Arbeitsgemeinschaft für Forschung des Landes Nordrhein-Westfalen. Von W. Dieminger. Mit 52 S., 34 B., Format 16,5 cm × 24 cm. Hrsg. L. Brandt. Westdeutscher Verlag, Köln und Opladen 1958. Preis kart. 5,50 DM.

Mollier-Diagramme für Verbrennungsgase mit Anwendungsbeispielen und allgemeinen Voraussetzungen für Verbrennungsmaschinen. Teil 1. Von W. Pflaum und H.-E. Peterek. 2., völlig neu berechnete und umgearb. Aufl. Mit 24 S., 12 B., 7 Taf., Format 21 cm × 30 cm und 20 Mollier-Diagrammen nebst 4 Hilfsdiagrammen (A 2—A 0), in Papprolle. VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf 1960. Preis brosch. 12,— DM, Diagramme 55,— DM.

Elektro-Wärme-Technik. Bd. 2: Elektrowärmeanwendung in der Industrie. Bearb. von U. Aschmann und H. Masukowitz unter Mitarbeit von mehreren Fachleuten. Mit 148 S., 205 B., Format 15 cm × 21 cm. Hrsg. Hauptberatungsstelle für Elektrizitätsanwendung e. V. (HEA) mit Unterstützung des Deutschen Komitees für Elektrowärme (DK-EW beim VDE) und der Rationalisierungsgemeinschaft „Elektrizitätsanwendung“ (REA) beim RKW. Verlags- und Wirtschaftsgesellschaft der Elektrizitätswerke mbH (VWEW), Frankfurt 1960. Preis kart. 7,50 DM (bei größeren Stückzahlen ermäßigte Preise).

Werkstoffe für elektrische Kontakte. Von A. Keil mit Beiträgen von W. Mertl und C.-L. Meyer. Mit 359 S., zahlr. B. und Taf., Format 16 cm × 24 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1960. Preis Ganzln. 48,— DM.

The dynamic behavior of thermoelectric devices. Von P. E. Gray. Mit 144 S., zahlr. B. und Taf., Format 15,5 cm × 23,5 cm. Verlag John Wiley & Sons, Inc., New York und London 1960. Preis Ganzln. 3,50 £.

Self-saturating magnetic amplifiers. Von G. E. Lynn, Th. J. Pula, J. F. Ringelman und F. G. Timmel. Mit 232 S., zahlr. B. und Taf., Format 15,5 cm × 23,5 cm. McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, Toronto, London 1960. Preis 62 sh.

DISSERTATIONEN

Beitrag zur Realisierung eines Impulsfilter-Systemes. Von K. Uhl. TH Stuttgart 1960.

Zur Theorie und Verwirklichung einer Regelung für Laufzeitstrecken nach dem Prinzip der ergänzenden Rückführung. Von W. Giloi. TH Stuttgart 1960.

Über die Synthese des allgemeinen linearen und passiven Vierpols. Von F. Unger. TH Stuttgart 1960.

Hochfrequenz-Bandfilter mit einem wesentlichen Ohmwiderstand. Von B. Feibel. TH Stuttgart 1959.

Folgende Aufsätze erschienen in der ETZ-B vom 6. März 1961

Heft 5

R. Kunz u. A. Heuduk: Das Flußkabel-Tiefenmeßgerät.

H. Bax: Vorzugskabel für Nieder- und Mittelspannungsnetze.

W. Birnthal u. G. Falk: Ein neuartiger Korrosionsschutz für Aluminiummantelkabel.

E. Koch: 1960 — ein außerordentlich erfolgreiches Wirtschaftsjahr.

Schluß des Textteiles

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01—84 083.

Anzeigenleitung: Kurt Totzauer.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 24,— DM,

für VDE-Mitglieder — nur durch den VDE-Verlag — 16,— DM;

Ausgabe A und B zusammen 34,— DM,

für VDE-Mitglieder — nur durch den VDE-Verlag — 24,— DM.

Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.